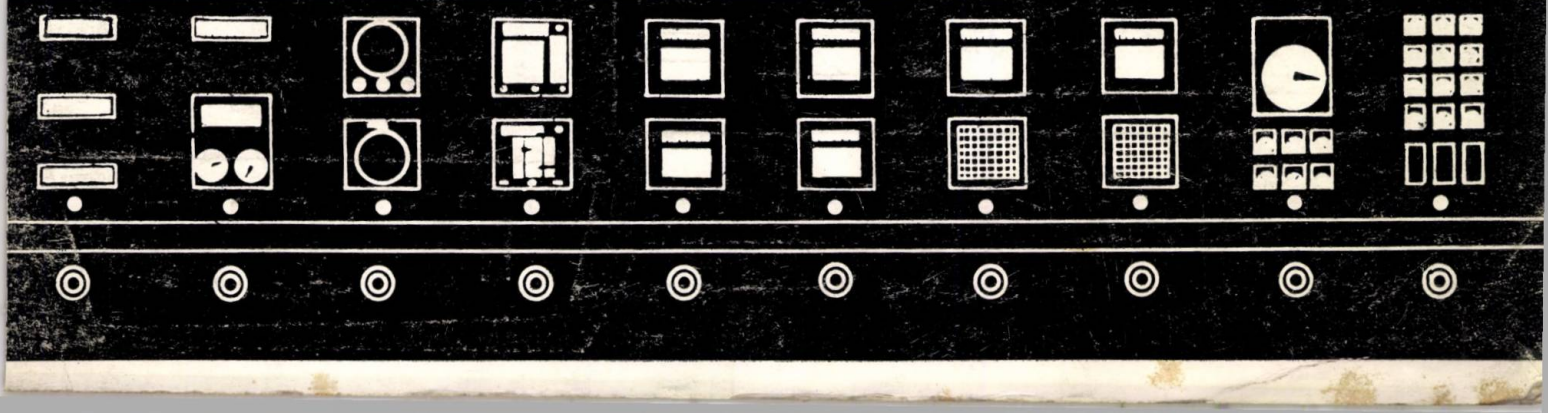
E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

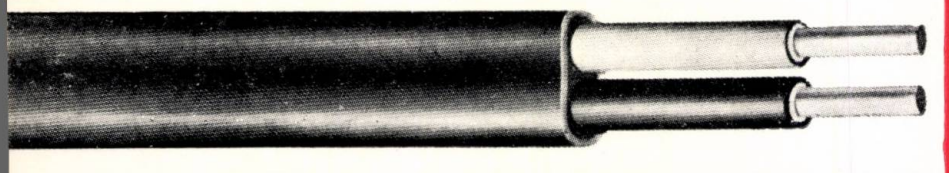
1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 1 • IAN. — FEB. • 1964



FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

- UN BOGAT SORTIMENT DE CABLURI DE FORŢĂ, CU IZOLAŢIE DE HÎRTIE ŞI MATERIALE PLASTICE
- CONDUCTE ELECTRICE PENTRU INSTALAŢII
- CONDUCTORI DE BOBINAJ IZOLAŢI CU EMAIL, HÎRTIE, MĂTASE, FIRE DE STICLĂ
- CORDOANE ELECTRICE PENTRU UZ CAZNIC
- LACURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE



FCME

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

Vol. 8 (1964) nr. 1 (ianuarie—februarie), p. 1—48

CUPRINS

CZ **621—53.004.1**

FINDEISEN, W.:

Proiectarea sistemelor de reglare în cascadă.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 1—8

Se studiază eficiența reglării în cascadă față de diferitele puncte de aplicare a perturbațiilor. Întrebuințîndu-se criteriul de optimizare a modului, se stabilește determinarea caracteristicilor regulatoarelor. Se dau exemple practice de aplicare a acestor considerații teoretice.

CZ **621.389.001.57 : 681.19**

NICOLAU, E. și ADAMACHE, I.:

Modelarea electronică a pompajului de adîncime.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 8—12

Se expun bazele teoretice ale modelării electronice a plompajului în adîncime și se prezintă principalele caracteristici ale modelului electronic realizat la ICFF-Cîmpina în colaborare cu Institutul politehnic din București, cum și unele rezultate experimentale obținute cu acest model.

CZ **621.389.001.57 : 541.18**

CONSTANTINESCU, P. și GHYKA, GR.

Asupra modelării unui tip de mecanism de sinteză a proteinelor.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 12—15

Se stabilește algoritmul care intervine într-un proces de sinteză a proteinelor și, plecînd de la acesta, se determină o rețea secvențială cu relee care modelează acest proces.

CZ **537.311.33 + 537.312.6**

CSERVENY, S. și BULUCEA, C.:

Influența temperaturii asupra caracteristicilor statice ale dispozitivelor semiconductoare.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 16—21

Se sintetizează și se dezvoltă rezultatele lucrărilor [1], [2] — în scopul obținerii unor concluzii și relații utile pentru o caracterizare din punct de vedere tehnic a regimului termic al dispozitivelor semiconductoare. Se studiază întoarcerea caracteristicilor directe și inverse la dioda cu joncțiuni și întoarcerea caracteristicilor tranzistoarelor.

CZ **621.318.572.016.352**

CIOBANU, E.:

O proprietate a circuitului basculant monostabil.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 22—25

Se descrie proprietatea circuitului basculant monostabil de a putea fi menținut în starea de cvasiechilibru pe toată durata aplicării unui „tren" de impulsuri oricît de lung.

CZ **621—521/523 : 621.3.024**

ROISMAN, W.:

Traductor deplasare-curent continuu, realizat pe principiul echilibrării deplasărilor.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 25—29

Se analizează utilitatea unui traductor deplasare-curent continuu și posibilitățile sale de aplicare în domeniul automatizărilor și al telemecanizărilor. Se descrie un astfel de traductor realizat pe principiul echilibrării deplasărilor.

CZ **621.313.84.024.2.001.24**

RADU, A.:

Generatoare magnetice pentru impulsuri de mare putere.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 29—34

Se prezintă aspectele generale ale teoriei și ale criteriilor de calcul, precum și un studiu comparativ cu generatoarele de impulsuri clasice.

CZ **621.317.39 : 627.133 : 532.57.08**

SASU, M.:

Măsurarea variațiilor rapide de nivel pe modele hidraulice.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 35—39

Se prezintă o instalație de măsurare a variațiilor rapide pe modele hidraulice, cu traductoare capacitive. Instalația se află în funcțiune în laboratorul de hidraulică din Institutul de studii și cercetări hidrotehnice.

NOTĂ 39—40

ACTUALITĂȚI 40—43

RECENZII 43—45

DOCUMENTARE 45—47

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 355.

40545

E2551

CSÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA 1883

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

— pe rubrici și probleme —

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA 1964

ARTICOLE ȘI NOTE

Teoria sistemelor automate

Asupra sintezei sistemelor automate optimale, nr. 6, p. 241—250.
Condițiile de realizabilitate fizică pentru funcția de transfer discretă, corespunzătoare rețelelor pasive cu constante concentrate, nr. 5, p. 193—198.
Modelarea cu ajutorul rețelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condițiile acțiunii forței gravitației, nr. 3, p. 97—104.
O metodă algebrică de sinteză a schemelor secvențiale cu relee fără contacte, nr. 6, p. 250—254.
Proiectarea sistemelor de reglare în cascadă, nr. 1, p. 1—8.
Semnalele de ieșire ale regulatoarelor electronice PID, nr. 1, p. 39—40.

Elementele sistemelor automate

Aparate pentru formarea binomului de reglaj frecvență-putere nr. 6, p. 254—256.
Aparatura electrică pentru instalații de automatizare realizată în serii unitare, nr. 2, p. 80—87.
Elemente de calcul numeric, pneumatice, bazate pe interacțiunea curenților de aer, nr. 3, p. 121—125.
Elemente pneumatice folosite în tehnica calculului analogic și numeric, nr. 2, p. 73—79.
Realizări în domeniul elementelor de automatizare, nr. 4, p. 149—152.
Traductoare ale unor mărimi mecanice cu element de măsură biparametric LC, nr. 2, p. 56—60.

Aplicațiile industriale ale sistemelor automate

Dezvoltarea automaticii și telemecanicii în industria energetică în R.P.R., nr. 4, p. 155—165.
Introducerea automatizării în industria petrolieră și chimică, nr. 4, p 152—155.
Măsurarea variațiilor rapide de nivel pe modele hidraulice, nr. 1, p. 35—39.
Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID, nr. 3, p. 105—107.
Realizări în domeniul automatizărilor de mașini-unelte, nr. 4, p. 181—182.
Traductor deplasare-curent continuu, realizat pe principiul echilibrării deplasărilor, nr. 1, p. 25—29.
Unele probleme ale automatizării alimentării cu agent de lucru a sondelor în erupție artificială continuă, nr. 2, p. 49—55.

Telemecanica

Aspecte importante ale sistemelor moderne de telecomandă, nr. 5, p. 225—230.
Echipament de telemecanică în cod cu impulsuri, nr. 5, p. 198—205.
Sistem de radioscopie industrială cu teleimagine, nr. 6, p. 282—286.
Telemecanica industrială, automatica și telemecanica feroviară, nr. 4, p. 166—167.

Calculatoare electronice. Programare

Modelarea electronică a pompajului de adîncime, nr. 1, p. 8—12.
O tendință nouă în construcția calculatoarelor analogice, nr. 3, p. 126—131.

Cibernetica tehnică

Asupra modelării unui tip de mecanism de sinteză a proteinelor, nr. 1, p. 12—15.

Electronică industrială și dispozitive

Construirea unui microfrigider cu semiconductoare produse în R.P.R., nr. 5, p. 219—225.
Dezvoltarea electronicii nucleare în anii puterii populare, nr. 4, p. 171—181.
Fabricarea dispozitivelor semiconductoare în R.P.R. și perspectivele dezvoltării în acest domeniu, nr. 4, p. 167—171.
Generator de impulsuri de 3,5 MW, nr. 3, p. 97—144.
Generatoare magnetice pentru impulsuri de mare putere, nr. 1, p. 29—34.
Influența temperaturii asupra caracteristicilor statice ale dispozitivelor semiconductoare, nr. 1, p. 16—21.
În legătură cu condițiile de funcționare optimă a stabilizatoarelor parametrice de tensiune cu diode Zener, nr. 2, p. 66—72.
Magnetometru de mare sensibilitate cu citire directă, pentru determinarea micilor magnetizări remanente, nr. 3, p. 131—137.
Metodă de calcul al memoriei cu ferite, bazată pe circuitul echivalent în timpul comutării, nr. 5, p. 205—211.
O proprietate a circuitului basculant monostabil, nr. 1, p. 22—25.
Proiectarea repetorului de emiter ca element în schemele de comutație statică, nr. 2, p. 60—65.
Sinteza circuitului logic de necoincidență și aplicațiile lui, nr. 6, p. 271—279.
Studiul funcționării în paralel a două gazotroane într-un montaj de redresare polifazat, nr. 5, p. 211—219.
Umidometru electronic de rezonanță, nr. 6, p.
Unele aspecte din domeniul semiconductoarelor organice, nr. 3, p. 114—120.

Fizica nucleară

Acceleratoare de mică energie pentru producerea de neutroni, nr. 6, p. 256—270.

Informare

Cercetarea în domeniul automaticii în R.P.R., nr. 4, p. 146—149.

ACTUALITĂȚI

Analizoare continue pentru măsurare și în sistemele automate, nr. 2, p. 89.
Aparatură electronică pentru măsuri biomedicale, nr. 3, p. 138—139.
Automatizări în industria cimentului, nr. 6, p. 289.
Calculatoare în industria metalurgică nr. 1, p. 40—41.
Cibernetica în domeniul căilor ferate, nr. 2, p. 88.
Comanda numerică a mașinilor-unelte, nr. 5, p. 230—231.
Comutația statică în comanda ascensoarelor, nr. 3, p. 139—140.
Conducerea proceselor industriale prin calculatoare, nr. 1, p. 43.
Conducerea cuptoarelor de ciment cu ajutorul calculatoarelor electronice, nr. 5, p. 232.
Considerații noi în legătură cu automatizarea cazanelor mari cu abur, nr. 6, p. 287—288.
Eficiența economică a automatizării în industrie, nr. 6, p. 289—290.
Estimarea erorii totale în sistemele complexe de reglare, nr. 2, p. 90—91.
Industria chimică și petrolieră, nr. 1, p. 41—42.
Introducerea calculatoarelor în automatizarea centralelor termoenergetice nr. 3, p. 137—138.
Modelarea rețelelor de gaze, nr. 5, p. 232—233.
Norbert Wiener (1894—1964), nr. 6, p. 287.
Noua normă germană în automatică, nr. 2, p. 88.
Perturbațiile din liniile energetice și alimentarea sistemelor automate, nr. 2, p. 90.
Reglarea convențională și reglarea adaptivă, nr. 6, p. 288.
Sisteme adaptive, nr. 1, p. 42.
Sistem de reglare electronic cu semnal unificat, în curs de asimilare în R.P.R., nr. 4, p. 183.

Statistici și tendințe în automatică și calculatoare nr. 3, p. 140.
Teoria și practica au pierdut contactul între ele, în automatică ?, nr. 5, p. 231.
Unele metode pentru automatizarea complexă în sistemele energetice, nr. 2, p. 87—88.

RECENZII

Analiza sistemelor de reglare neliniare, nr. 1, p. 43—44
Calculatoare, nr. 5, p. 234.
Calculatorul electronic, „Kiev", nr. 1, p. 44.
Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme, vol. I, nr. 4, p. 187—188.
Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme, vol. II, nr. 4 p. 188.
Controlul centralizat al proceselor tehnologice, nr. 3, p. 141—142.
Creierul ca un calculator, nr. 5, p. 234.
Electronica și cibernetica în biologie și medicină, nr. 6, p. 290.
Fotoelektronika, nr. 1, p. 45.
Generatoare de impulsuri cu tranzistoare, nr. 3, p. 141.
Introducere în cibernetică, nr. 4, p. 185—186.
Manual de electronică medicală, partea I, nr. 3, p. 142.
Măsuri electronice generale, nr. 4 p. 183—184.
Modelare și analogie în biologie, nr. 3, p. 141.
Oscilații în rețele cu termistoare, nr. 2, p. 92.
Oscilații neliniare în sistemele de reglare și comandă automată, nr. 4, p. 186.
Proiectarea sistemelor de reglare, nr. 3, p. 140—141.
Reglarea centralelor cu abur, nr. 2, p. 91—92.
Sisteme de reglare automată unificate, nr. 4, p. 184—185.
Statistica matematică cu aplicații în producție, nr. 4, p. 185.
Teoria circuitelor de comutație, nr. 4, p. 186—187.
Teoria modernă a sistemelor nr. 1, p. 44.
Tehnica de calcul și utilizarea ei pentru cercetarea statistică și calculul sistemelor de conducere automată, nr. 1, p. 45.
Tuburi electronice și dispozitive semiconductoare, nr. 4, p. 188—189.

DOCUMENTARE

nr. 1, p. 45— 47. nr. 4, p. 189.
nr. 2, p. 92— 94. nr. 5, p. 235—237.
nr. 3, p. 142—144. nr. 6, p. 291—294.

CRONICĂ

Al 4-lea Congres internațional de cibernetică, nr. 5, p. 238.
Cel de-al 19-lea Congres (cu expoziție) anual de „Aparatură și Automatică", 12—14 oct. 1964, New York, nr. 4, p. 192.
Cercul de automatică al Institutului politehnic-București, nr. 2 p. 95.
Conferința IFAC — IFIP, Stockholm, 21—24 sept. 1964, nr. 4, p. 192.
Congresul (cu expoziție) de „Automatizare și Aparatură", nr. 5, p. 237.
Expoziția industrială iugoslavă, București, 1964, nr. 5, p. 238.
Leipzig — 1964 (Tîrgul de primăvară), nr. 2, p. 95.
Nuclex 66. Prima expoziție internațională a industriei nucleare, 8—14 septembrie 1966 (Bâle-Elveția), nr. 5, p. 237.
Programul de desfășurare a conferinței IMEKO. Stockholm, 14—19 septembrie 1964, nr. 4, p. 191—192.
Sesiunea de comunicări a Institutului de metrologie, nr. 4, p. 190—191.
Sesiunea de comunicări tehnico-științifice a I.R.M.E., București, 15—16 mai 1964, nr. 4, p. 190.
Sesiunea tehnico-științifică la Uzina de fibre sintetice din Săvinești, nr. 4, p. 189—190.
Tîrgul Internațional de la Leipzig, 6—13 septembrie 1964, nr. 5, p. 238.
Tîrgul internațional de la Brno, 6—20 septembrie 1964, nr. 5, p. 239.
Zilele internaționale ale siderurgiei, Amsterdam și Düsseldorf, 29 martie — 3 aprilie 1965, nr. 4, p. 192.

INFORMAȚII

Codul european de notație a tranzistoarelor, nr. 6, p. 294.

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA 1964

A
Adamache, I.: nr. 1, p. 8—12
B
Badea, I.: nr. 4, p. 155—165
Barbu, E.: nr. 6, p. 271—279
Băjenescu, T.: nr. 3, p. 126—131
Bereczky, T.: nr. 5, p. 219—225
Brana, C.: nr. 5, p. 198—205
Bulucea, C.: nr. 1, p. 16—21
C
Ciobanu, E.: nr. 1, p. 22—25
Comănescu, V.: nr. 2, p. 60—65
Constantinescu, P.: nr. 1, p. 12—15
Cleja, V.: nr. 4, p. 166—167
Cserveny, I.: nr. 6, p. 254—256.
Cserveny, S.: nr. 1, p. 16—21
D
Dumitrache, I.: nr. 2, p. 73—79; nr. 3, p. 121—125
Duma, M.: nr. 4, p. 166—167
Dumitrescu, R.: nr. 4, p. 171—181
F
Findeisen, W.: nr. 1, p. 1—8
Florea, S.: nr. 2, p. 73—79; nr. 3, p. 121—125
G
Găburici, V.: nr. 2, p. 73—79; nr. 3, p. 121—125
Ghelfan, P.: nr. 3, p. 131—137
Gheorghiță-Oancea, C.: nr. 3, p. 114—120
Ghyka, Gr.: nr. 1, p. 12—15
H
Herșcovici, H.: nr. 4, p. 149—152
Huhulescu, M.: nr. 2, p. 80—87
I
Ionescu, V.: nr. 6, p. 241—250.
M
Marcu, S.: nr. 4, p. 155—165
Mehedinți, D.: nr. 4, p. 181—182
Millea, A.: nr. 2, p. 66—72
Mirea, N.: nr. 4, p. 155—165
N
Nagy, P.: nr. 5, p. 219—225
Nemeș, A.: nr. 6, p. 282—286.
Neniță, E.: nr. 4, p. 155—165
Nestorescu, D.: nr. 2, p. 49—55
Nicolau, E.: nr. 1, p. 8—12
Nistor, M.: nr. 4, p. 155—165
P
Papadache, I.: nr. 3, p. 105—107; nr. 4, p. 146—149.
Petrescu, A.: nr. 3, p. 97—104
Ponner, I.: nr. 5, p. 211—219
Predoi, A.: nr. 2, p. 80—87; nr. 4, p. 181—182.
R
Radu, A.: nr. 1, p. 29—34; nr. 3, p. 107—113
Racoveanu, N.: nr. 2, p. 56—60
Roisman, W.: nr. 1, p. 25—29
Rosinger, E.: nr. 6, p. 241—250
S
Sachelarie, Tr.: nr. 4, p 181—182
Sandu, D.: nr. 5, p. 205—211
Sasu, M.: nr. 1, p. 35—39
Simion, E.: nr. 4, p. 155—165
Simbotin, C.: nr. 5, p. 225—230
Sîrbu, M.: nr. 4, p. 166—167
Staicovici, S.: nr. 6, p. 280—281
Stănciulescu, Fl.: nr. 6, p. 250—254
Stere, R.: nr. 4, p. 167—171
Szekely, I.: nr. 4, p. 152—155
T
Teodorescu, I.: nr. 6, p. 256—270
Toader, S.: nr. 4, p. 149—152
Tudoroiu, V.: nr. 5, p. 198—205
Tunsoiu, Gh.: nr. 4, p. 149—152
V
Vasiliu, C.: nr. 5, p. 193—198
Vlădescu, M.: nr. 6, p. 282—286
W
Weinrich, G.: nr. 4, p. 149—152
Weiss, A.: nr. 6, p. 254—256.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VIII (pag. 1 — 48) nr. 1, ianuarie—februarie București, 1964

Prof. dr. W. FINDEISEN

Catedra de automatică și telemecanică a Politehnicii din Varșovia

Proiectarea sistemelor de reglare în cascadă

1. Sistemele în cascadă

La sistemele de reglare în cascadă a proceselor cu o singură mărime de intrare și o singură mărime de ieșire sînt întrebuințate două regulatoare. Primul regulator, denumit regulator principal (fig. 1), compară mărimea de ieșire E cu

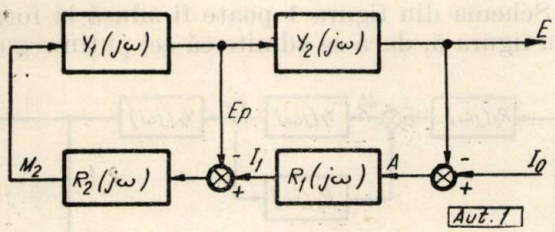


Fig. 1. Sistem de reglare în cascadă.

mărimea de intrare I_0 și creează mărimea de intrare I_1 pentru cel de-al doilea regulator, denumit regulator auxiliar. Acest al doilea regulator folosește mărimea auxiliară de ieșire E_p a procesului și formează mărimea de execuție M_2. Esența sistemului în cascadă constă în utilizarea mărimii auxiliare de ieșire E_p a procesului pentru a obține o funcționare corespunzătoare a dispozitivului de reglare, care în acest caz cuprinde două regulatoare legate între ele. Caracteristic este faptul că în acest sistem de reglare nu există o valoare impusă determinată pentru E_p și, în consecință, din punctul de vedere al problemei respective, valoarea lui E_p în procesul de reglare poate fi oricare.

Un exemplu practic de sistem în cascadă, destul de frecvent întîlnit, este reprezentat în figura 2. Într-un cuptor urmează să fie menținută o temperatură constantă I_0; temperatura reală E este comparată cu valoarea impusă I_0 în regulatorul principal R_1. Regulatorul R_1 nu acționează în mod direct asupra ventilului prin care intră gazele în cuptor, ci execută acest lucru prin intermediul regulatorului auxiliar R_2. Mărimea auxiliară de ieșire a procesului E_p este debitul de gaze D; regulatorul R_2 reglează debitul pe baza valorii de intrare I_1.

Avantajele utilizării sistemelor în cascadă sînt două: în primul rînd, utilizarea regulatorului R_2 în bucla auxiliară din jurul unei părți Y_1 a procesului (fig. 1) modifică proprietățile statice și dinamice ale acestei părți; pe această cale se poate obține trecerea la o formă liniară a caracteristicii statice (de exemplu, în cazul caracteristicii de reglare a debitului din figura 2), precum și o corectare a dinamicii sistemului; în al doilea rînd, structura în cascadă permite regulatorului R_2 să reacționeze la perturbațiile externe care acționează asupra părții Y_1 a procesului, fără să fie necesară existența unor abateri importante ale mărimii reglate E.

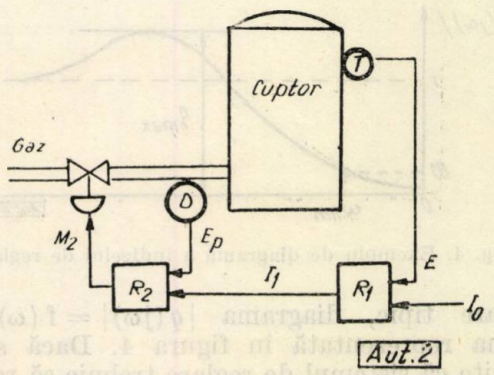


Fig. 2. Exemplu de sistem în cascadă:
T — traductor de măsurare a temperaturii;
D — traductor de măsurare a debitului.

2. Criteriul de calitate

Compararea sistemului de reglare în cascadă cu un sistem de reglare simplu se poate face pe baza unui criteriu de calitate determinat; în cadrul prezentului articol se va admite drept criteriu de calitate indicele de frecvență a re-

glării [1], [2], definit pentru un sistem oarecare în modul următor:

$$q(j\omega)=\frac{A_F}{A_F^*}=\frac{\text{abaterea în sistemul cu regulator}}{\text{abaterea în sistemul fără regulator}}.$$

Se poate constata cu uşurinţă că un asemenea indice caracterizează sistemul de reglare independent de punctul în care este aplicată per-

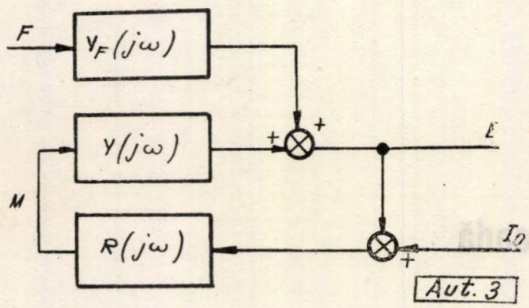


Fig. 3. Sistem de reglare simplu.

turbaţia, ceea ce constituie principalul său avantaj. Pentru un sistem de reglare simplu (fig. 3), indicele $q(j\omega)$ va avea valoarea:

$$q(j\omega)=\frac{1}{1+R(j\omega)\cdot Y(j\omega)}. \qquad (1)$$

Pentru scopuri practice este importantă de obicei numai valoarea modulului $q(j\omega)$; o valoare mică a acestui modul, la o frecvenţă dată ω $|q(j\omega)| \ll 1$, arată că sistemul poate compensa într-o măsură considerabilă perturbaţiile cu această frecvenţă. Valoarea $q(j\omega) = 0$ denotă absenţa completă a influenţei perturbaţiilor F asupra mărimii de ieşire E. Într-un sistem de

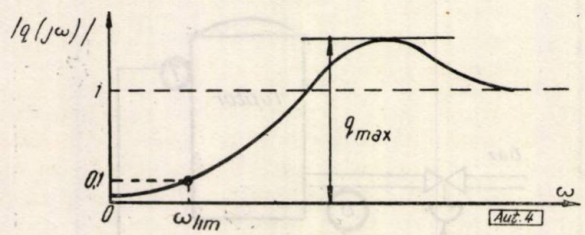


Fig. 4. Exemplu de diagramă a indicelui de reglare.

reglare tipic, diagrama $|q(j\omega)| = f(\omega)$ are forma reprezentată în figura 4. Dacă se va admite că sistemul de reglare trebuie să reducă efectul perturbaţiilor F, cel puţin în raportul 1/10. F, $|q(j\omega)| \leqslant 0{,}1$ în comparaţie cu influenţa acestor perturbaţii asupra procesului fără reglare, atunci se poate determina în figura 4 frecvenţa ω_{lim}, care va purta denumirea de frecvenţă limită, iar banda $0 \leqslant \omega \leqslant \omega_{lim}$ va purta denumirea de bandă de reglare. În figura 4 se arată pentru exemplificare că într-un anumit domeniu de frecvenţe $|q(j\omega)| > 1$, ceea ce determină caracteristicile de rezonanţă a sistemului. Se înţelege de la sine că este vorba de un domeniu de frecvenţe în care nu trebuie să se situeze perturbaţiile F, pentru că în acest domeniu influenţa acestora asupra mărimii E va fi mai mare în sistemul cu regulator decît în sistemul fără regulator.

Banda „utilă" este numai $0 \leqslant \omega \leqslant \omega_{lim}$. Condiţiile pentru modulul $q(j\omega)$ pot fi determinate în mod mai precis pornind de la descrierea statică a perturbaţiilor. Să presupunem că se cunoaşte densitatea spectrală $S_A^*(\omega)$ a unui semnal perturbator stohastic staţionar $f(t)$, redus la ieşirea obiectului. Pe baza cunoscutelor proprietăţi de trecere a unui semnal stohastic printr-un sistem liniar, se va găsi că frecvenţa spectrală a abaterii determinate de perturbaţiile definite anterior va fi:

$$S_A(\omega) = |q(j\omega)|^2 S_E^*(\omega), \qquad (2)$$

iar valoarea medie pătratică a acestei abateri va fi:

$$\sqrt{\overline{E^2(t)}} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^\infty |q(j\omega)|^2 S_E^*(\omega)\,d\omega}. \qquad (3)$$

3. Analiza sistemului în cascadă

Schema din figura 1 poate fi adusă la forma din figura 5, dacă se admite că cel puţin regula-

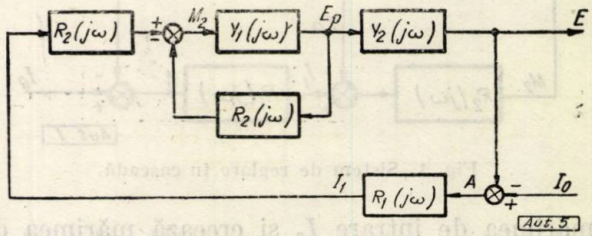


Fig. 5. Transformarea schemei din figura 1.

torul R_2 reprezintă un element liniar. Pe baza sistemului reprezentat în figura 5 se poate explica uşor motivul pentru care reglarea în cascadă poate să aibă ca rezultat trecerea la forma liniară a caracteristicii statice a procesului. În cazul în care o parte a procesului Y_1 prezintă o caracteristică statică neliniară, atunci, dîndu-i-se regulatorului R_2 o amplificare proporţională $k_p > 0$, se va obţine o caracteristică rezultantă cu forma mai liniară. Pentru asigurarea formei liniare a caracteristicii statice este suficient ca regulatorul R_2 să aibă un efect proporţional; regulatorul de tip PI sau PD nu prezintă interes.

Schema din figura 5 mai permite punerea în evidenţă a unui efect al reglării în cascadă, şi anume acţiunea de neutralizare a proprietăţilor dinamice ale părţii din proces Y_1. Să admitem acum că procesul este liniar, analog cu regulatorul R_2. Se poate considera că regulatorul prin-

cipal R_1 are de-a face cu un proces înlocuitor, cu funcție de transfer :

$$\frac{E(s)}{I_1(s)} = Y_2(s) \cdot \frac{R_2(s)\,Y_1(s)}{1 + R_2(s) \cdot Y_1(s)} \cdot \qquad (4)$$

În banda de frecvență în care produsul $R_2(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)$ ia valori mari, se poate obține :

$$\frac{E(j\omega)}{I_1(j\omega)} = Y_2(j\omega) \cdot \frac{R_2(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)}{1 + R_2(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)} \cong Y_2(j\omega). \qquad (5)$$

Acest rezultat dovedește că proprietățile părții din proces Y_2 au fost „neutralizate". Problema rezidă însă în faptul că acest lucru intervine în cazul semnalelor la care $|R_2(j\omega)Y_1(j\omega)| \gg 0$, ceea ce nu poate fi întotdeauna realizat într-o bandă de frecvențe suficient de largă. Caracteristicile de frecvență a expresiei $\frac{R_2(j\omega)\,Y_1(j\omega)}{1 + R_2(j\omega)Y_1(j\omega)}$ pot fi găsite pentru o anumită valoare a lui $R_2(j\omega)Y_1(j\omega)$ cu ajutorul diagramei lui Nichols.

4. Indicele de reglare la sistemul în cascadă

Pentru aplicațiile practice este deosebit de importantă analizarea sistemului în cascadă, din punctul de vedere al compensării perturbațiilor F_A și F_B (fig. 6). Deosebirea dintre F_A și F_B constă în aceea că F_A influențează asupra mărimii auxiliare E_p pe calea cea mai scurtă, iar F_B acționează asupra procesului în sensul că

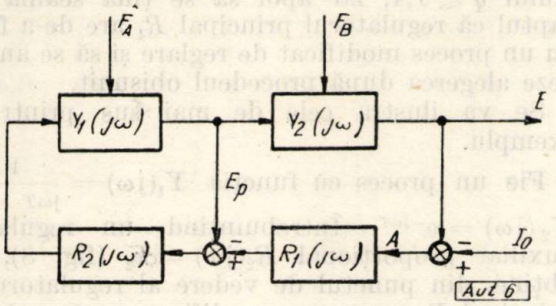


Fig. 6. Sistem de reglare pe care sînt marcate intrările perturbațiilor.

influențează asupra lui E_p de-abia după străbaterea întregii bucle. Pentru sistemul din figura 6 putem distinge două valori ale indicelui de reglare :

1) în raport cu perturbațiile F_B :

$$q_B(j\omega) = \frac{1}{1 + R_1(j\omega)\,Y_2(j\omega)\,\frac{R_2(j\omega)\,Y_1(j\omega)}{1 + R_2(j\omega)\,Y_1(j\omega)}}; \qquad (6)$$

2) în raport cu perturbațiile F_A : $q_A(j\omega) =$

$$= \frac{1}{\left[1 + R_1(j\omega)Y_2(j\omega)\frac{R_2(j\omega)\,Y_1(j\omega)}{1 + R_2(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)}\right]\left[1 + R_2(j\omega)Y_1(j\omega)\right]} =$$

$$= \frac{q_B(j\omega)}{1 + R_2(j\omega)Y_1(j\omega)}. \qquad (7)$$

Din cea de-a doua formulă rezultă că perturbațiile F_A care influențează asupra procesului înaintea locului în care se măsoară E_p sînt compensate mai puternic, și anume de $[1 + R_2(j\omega) \cdot G_1(j\omega)]$ ori, decît perturbațiile F_B. Acest efect

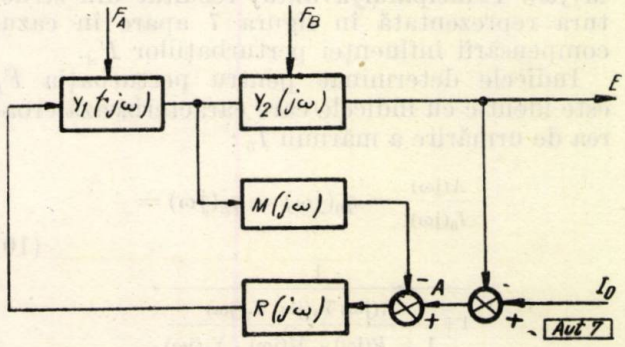


Fig. 7. Sistem cu mărime auxiliară E_p și cu un singur regulator.

prezintă o importanță deosebită atunci cînd partea din proces $Y_2(j\omega)$ cuprinde un timp mort (factorul $e^{-j\omega T_m}$) și nu permite construirea unui sistem cu un singur circuit cu amplificare mare într-o bandă de frecvențe mai largă. Dacă în această situație partea de obiect $Y_1(j\omega)$ nu cuprinde timpi morți, atunci se poate obține un produs $R_2(j\omega)\,Y_1(j\omega)$ cu valori mari, realizîndu-se prin aceasta o eficacitate bună a reglării în raport cu perturbațiile de tipul F_A.

Este bine să se atragă atenția asupra faptului că sistemul în cascadă nu oferă avantaje atît de mari în cazul perturbației F_B sau în cazul în care mărimea de intrare în primul regulator este variabilă, precum și în acele cazuri în care procesul cuprinde un timp mort în partea Y_1. Un asemenea timp mort nu ar permite realizarea unor valori mari ale produsului $R_2(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)$.

5. Variante ale sistemului în cascadă

O variantă a sistemului în cascadă o constituie sistemul în care mărimea auxiliară de ieșire E_p a procesului este legată printr-un element de cuplare corespunzător la intrarea în regulator (fig. 7). La acest sistem, indicii de reglare au următoarele valori :

1) în raport cu perturbațiile F_B :

$$q_B(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{R(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)\,Y_2(j\omega)}{1 + R(j\omega) \cdot Y_1(j\omega) \cdot M(j\omega)}} = \qquad (8)$$

$$= \frac{1 + R(j\omega)M(j\omega)Y_1(j\omega)}{1 + R(j\omega) \cdot Y_1(j\omega)\,[Y_2(j\omega) + M(j\omega)]};$$

2) în raport cu perturbațiile F_A :

$$q_A = \frac{2}{1 + R(j\omega)\,Y_1(j\omega)\,[Y_2(j\omega) + M(j\omega)]} = \qquad (9)$$

$$= \frac{q_B}{1 + R(j\omega) \cdot M(j\omega)\,Y_1(j\omega)}.$$

Din ultima formulă rezultă că, pentru perturbaţiile F_B, termenul $M(j\omega)$ prin sine însuşi nu introduce o corecţie a reglării, dar, datorită prezenţei lui, se poate mări valoarea modulului $R(j\omega)$, în raport cu un sistem lipsit de termenul $M(j\omega)$. Principalul avantaj rezultat din structura reprezentată în figura 7 apare în cazul compensării influenţei perturbaţiilor F_A.

Indicele determinat pentru perturbaţia F_B este identic cu indicele care caracterizează eroarea de urmărire a mărimii I_0:

$$\frac{A(j\omega)}{I_0(j\omega)} = q_0(j\omega) = q_B(j\omega) = \tag{10}$$

$$= \frac{1}{1+\dfrac{R(j\omega)\,Y_1(j\omega)\,Y_2(j\omega)}{1+R(j\omega)\cdot M(j\omega)\cdot Y_1(j\omega)}}.$$

Pentru a obţine o valoare nulă a abaterii în regim stabilizat (de exemplu, în cazul unui proces neintegrator, adică static) se utilizează un regulator cu acţiune de integrare, de exemplu PI. Dacă în structură nu ar exista termenul $M(j\omega)$, atunci modulul $q_0(j\omega)$, respectiv $q_0(j\omega)$, ar tinde către valoarea zero, pentru $\omega \to 0$. Ţinînd seamă de termenul $M(j\omega)$ se obţine, pentru frecvenţe mici în cazul $|R(j\omega)| \gg 1$, datorită acţiunii de integrare din regulator:

$$q_0(j\omega) = q_B(j\omega) = \frac{1}{1+\dfrac{Y_2(j\omega)}{M(j\omega)}} = \frac{M(j\omega)}{M(j\omega)+Y_2(j\omega)}. \tag{11}$$

Din această formulă rezultă că, din punctul de vedere al obţinerii unei valori mici sau nule a abaterii în stare stabilizată, trebuie să se aplice $M(j\omega)$ cu valoare cît mai mică a modulului pentru $\omega = 0$, adică de preferinţă sub forma unui element de diferenţiere.

Este bine să se atragă atenţia asupra faptului că sistemul din figura 7 poate fi redus cu uşurinţă la un sistem clasic în cascadă. Se poate constata în acest caz că utilizarea lui $M(j\omega)$ sub forma unui element de diferenţiere:

$$M(j\omega) = \frac{j\omega T}{1+j\omega T}, \tag{12}$$

va corespunde, în cazul sistemului în cascadă, cu regulatorul principal R_1, de tipul PI.

6. Exemplu

La sistemele de reglare în cascadă se alege, de cele mai multe ori, un regulator auxiliar R_2 (fig. 6), sub forma unui regulator proporţional P. Utilizarea în acest caz a unui regulator PI nu ar fi în general justificată, deoarece valoarea abaterii stabilite la intrarea regulatorului R_2 nu prezintă o importanţă deosebită. Utilizarea părţii D la regulatorul R_2 ar putea să fie mai corespunzătoare în anumite cazuri, însă desigur, nu în mod prea frecvent. Partea D la regulatorul R_2 ar avea drept scop îmbunătăţirea compensării perturbaţiilor F_A cu frecvenţă mare, însă un filtru suficient pentru aceste perturbaţii îl constituie partea de proces Y_2. Pentru compensarea neliniarităţii părţii de proces Y_1, care constituie adeseori scopul utilizării sistemului în cascadă, acţiunea R_2 este întrutotul suficientă.

Spre deosebire de cele arătate, regulatorul R_1 trebuie să fie considerat în mod asemănător cu un regulator dintr-un sistem de reglare cu un singur circuit.

Acest lucru este valabil în special în cazul în care se urmăreşte obţinerea unor abateri staţionare mici, şi atunci trebuie să se folosească un

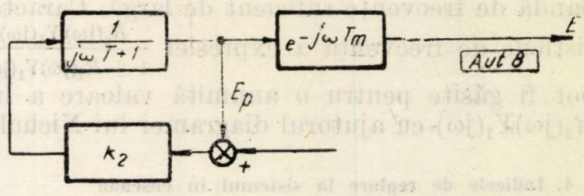


Fig. 8. Modificarea procesului de către regulatorul auxiliar.

regulator cu acţiune de integrare, adică PI sau PID. Metoda de alegere a regulatoarelor pentru sistemul în cascadă poate fi stabilită în aşa fel încît să se introducă întîi un regulator proporţional R_2 şi să se aleagă coeficientul de amplificare al acestuia, de exemplu pe baza criteriului $q \leqslant 1{,}4$, iar apoi să se ţină seamă de faptul că regulatorul principal R_1 are de-a face cu un proces modificat de reglare şi să se analizeze alegerea după procedeul obişnuit.

Se va ilustra cele de mai sus printr-un exemplu.

Fie un proces cu funcţia $Y_1(j\omega) = \dfrac{1}{j\omega T+1}$, $Y_2(j\omega) = e^{-j\omega T}$. Întrebuinţînd un regulator auxiliar proporţional $R_2(j\omega) = k_2$ (fig. 8), se obţine, din punctul de vedere al regulatorului principal R_1, un proces modificat, cu proprietăţile următoare:

$$Y(j\omega) = \frac{E}{I_1} = \frac{k_2}{1+k_2}\,\frac{e^{-j\omega T_m}}{1+j\omega T'}, \tag{13}$$

în care $T' = \dfrac{T}{k_2+1}$.

În acest caz particular, caracterul procesului nu suferă modificări, însă se modifică raportul dintre timpul mort şi constanta de timp, raport care caracterizează procesul. Pentru $k_2 > 0$ acest raport se măreşte în comparaţie cu sistemul fără regulator în cascadă.

Se admite că regulatorul principal este un regulator proporţional $R_1(j\omega) = k_1$. Valoarea admisibilă a coeficientului de amplificare k_1 depinde de valoarea aleasă pentru q_{max} şi de k_2 ales în prealabil, în legătură cu raportul T_m/T al procesului. Admiţînd criteriul $q < 1{,}4$, putem determina — pentru diferite rapoarte T_m/T şi

pentru diferite valori ale lui k_2 — valoarea lui k_1 în mod univoc, aplicînd de exemplu în acest scop metoda descrisă în lucrarea [2].

Rezultatul acestui procedeu este reprezentat în figura 9 şi în figura 10 *. Din figura 9 rezultă

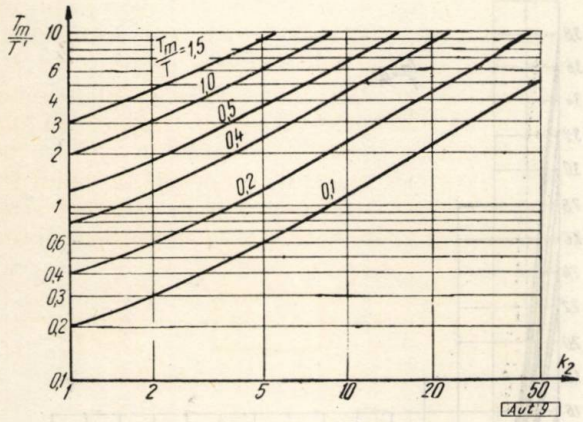


Fig. 9. Relaţia dintre raportul T_m/T' al procesului echivalent, raportul T_m/T al procesului iniţial şi coeficientul de amplificare a regulatorului auxiliar k_2.

modul în care variază raportul dintre timpul mort şi constanta de timp — pentru diverse valori ale lui k_2 — sau, cu alte cuvinte, care sînt proprietăţile procesului modificat, în comparaţie cu obiectul fără regulator în cascadă. În figura 10 este redat coeficientul de amplificare admi-

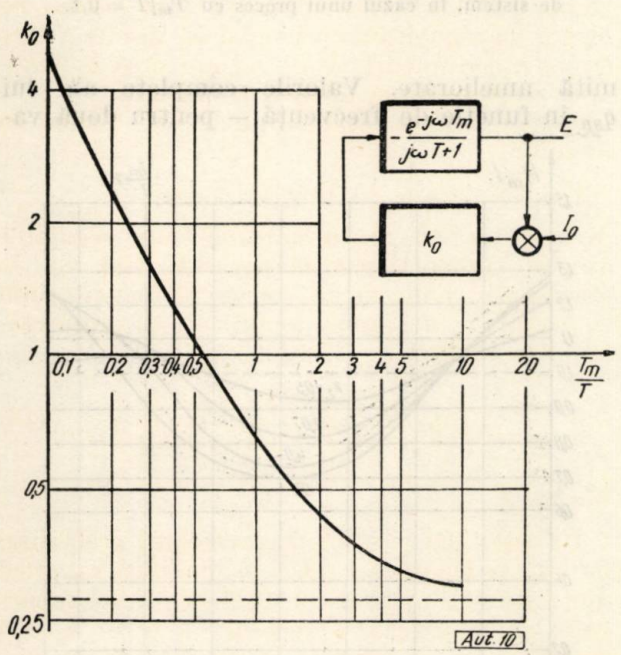


Fig. 10. Coeficientul total admisibil de amplificare la un sistem de reglare simplu, pentru criteriul $q \leqslant 1{,}4$.

sibil într-un sistem de reglaj care se compune dintr-un regulator proporţional şi dintr-un proces de tipul $\frac{e^{-j\omega T_m}}{j\omega T + 1}$ în funcţie de raportul T_m/T.

* După lucrarea lui Y. Szymanowski [3].

Dacă în această diagramă, pe axa absciselor, nu se va marca T_m/T, ci T_m/T', se poate considera că axa ordonatelor corespunde cu valoarea admisibilă :

$$k_0 = k_1 \frac{k_2}{1 + k_2}. \qquad (14)$$

Aplicarea amplificărilor indicate în diagrama din figura 10 duce la o evoluţie a indicelui de reglare a circuitului simplu $q = q_p$, în forma reprezentată în figura 11. Prin introducerea reglajului în cascadă se vor obţine, pentru o valoare dată a raportului T_m/T al procesului, alte aluri ale indicelui de reglare, atît pentru

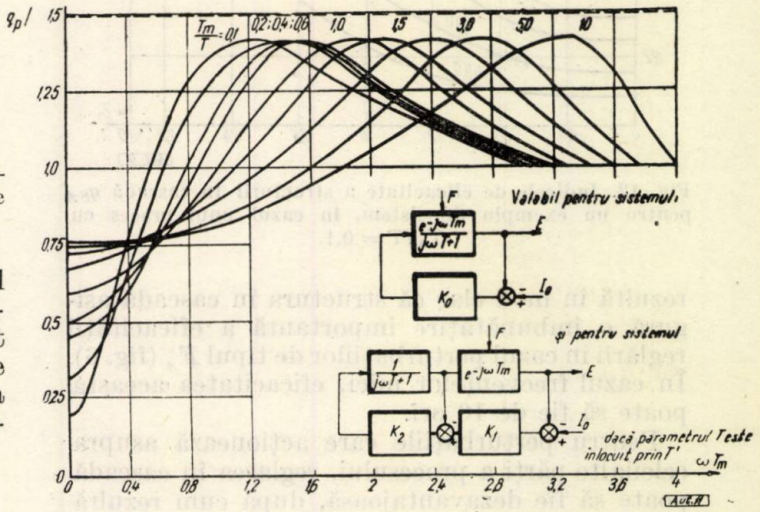


Fig. 11. Modulul indicelui de reglare q_p $(j\omega)$ pentru diverse rapoarte T_m/T sau T_m/T' ale procesului la sistemul în cascadă.

perturbaţiile care acţionează asupra primei părţi a procesului, cît şi pentru perturbaţiile care acţionează asupra celeilalte părţi a procesului, deoarece în locul lui T_m/T trebuie să se admită T_m/T'.

Influenţa structurii în cascadă poate fi caracterizată prin indicii de eficacitate (fig. 6) :

$$q_{SA} = \frac{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_A \text{ în cadrul reglării în cascadă}}{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_A \text{ în cazul reglării simple}};$$

$$q_{SB} = \frac{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_B \text{ în cazul reglării în cascadă}}{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_B \text{ în cazul reglării simple}};$$

$$q_p = \frac{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_A \text{ sau } F_B \text{ în cazul reglării simple}}{\text{abaterea dată de perturbaţia } F_A \text{ sau } F_B \text{ fără reglare}}.$$

Avînd în figura 11 diagramele indicelui de reglare simplă, se poate calcula întotdeauna indicele rezultant $q = q_p \cdot q_{SA}$ sau $q = q_p \cdot q_{SB}$, după necesităţi.

Evoluțiile indicelui q_{SA}, determinate pentru sistemul din exemplul considerat, sînt redate — pentru două valori ale raportului T_m/T al procesului — în figurile 12 și 13. Din aceste curbe

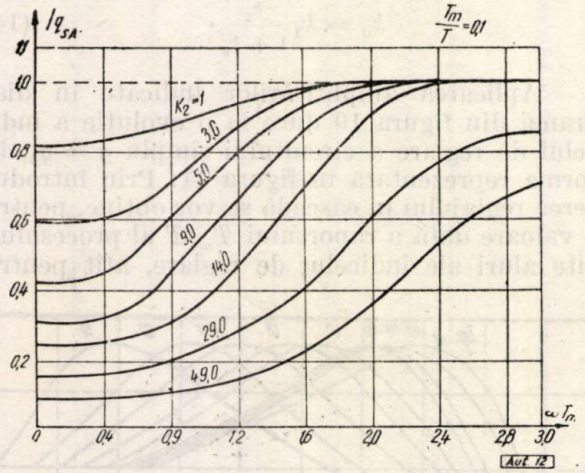


Fig. 12. Indicele de eficacitate a structurii în cascadă q_{SA} pentru un exemplu de sistem, în cazul unui proces cu $T_m/T = 0,1$.

rezultă în mod clar că structura în cascadă asigură o îmbunătățire importantă a eficacității reglării în cazul perturbațiilor de tipul F_A (fig. 6). În cazul frecvențelor mici, eficacitatea aceasta poate să fie de 10 ori.

Pentru perturbațiile care acționează asupra celeilalte părți a procesului, reglarea în cascadă poate să fie dezavantajoasă, după cum rezultă din curbele din figura 11. Dacă, de exemplu,

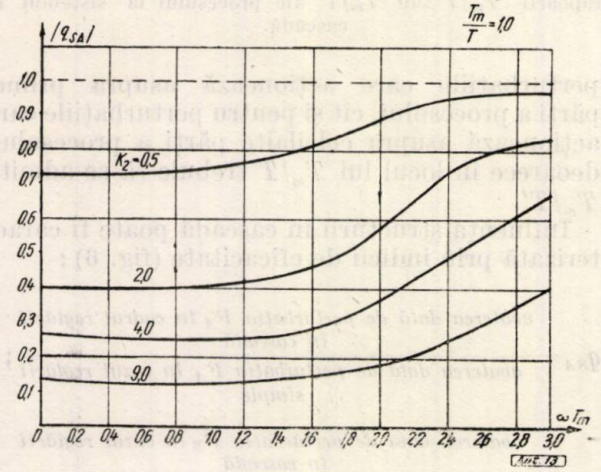


Fig. 13. Curbele q_{SA} ca în figura 12, însă pentru un obiect cu $T_m/T = 1,0$.

obiectul are un raport $T_m/T = 0,2$, atunci în cazul reglării simple se poate obține, în regim stabilizat, $q = 0,32$ (fig. 11). Dacă se va utiliza un regulator în cascadă, care îl micșorează pe T în raportul $(1 + k_2)$, se va obține:

$$\frac{T_m}{T'} > \frac{T_m}{T},$$

sau cu alte cuvinte se va trece la altă curbă din figura 11. În regim stabilizat, valoarea obținută pentru q va fi mai mare decît 0,32. Pentru frecvențe mai mari poate să intervină însă o anu-

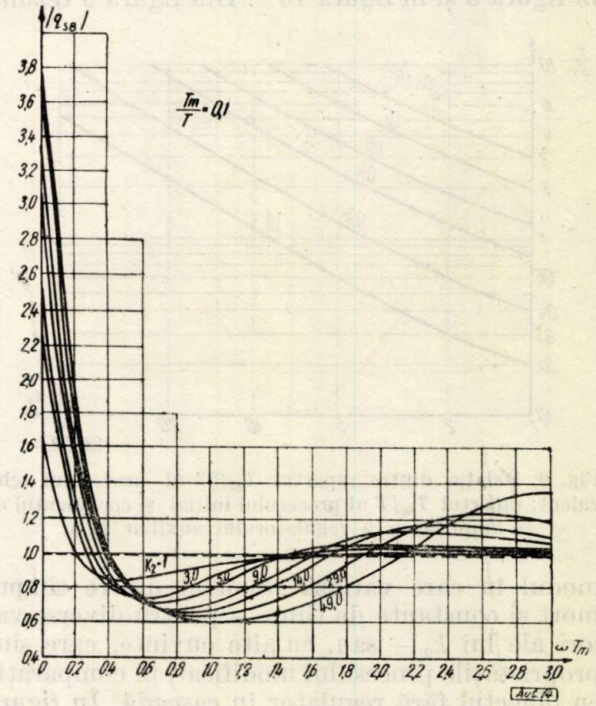


Fig. 14. Indicele de eficacitate q_{SB} pentru un exemplu de sistem, în cazul unui proces cu $T_m/T = 0,1$.

mită ameliorare. Valorile complete ale lui q_{SB} în funcție de frecvență — pentru două va-

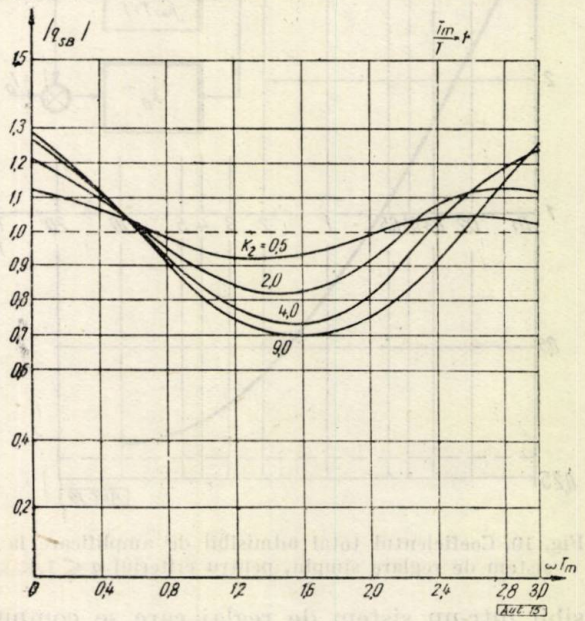


Fig. 15. Curbele q_{SB} ca în figura 14, însă pentru un proces cu $T_m/T = 1,0$.

lori ale raportului T_m/T al procesului — sînt redate în figurile 14 și 15.

Modul de utilizare a curbelor va fi ilustrat printr-un exemplu. Se dă un proces cu $T_m/T = 0{,}1$, asupra căruia acționează perturbația F_A

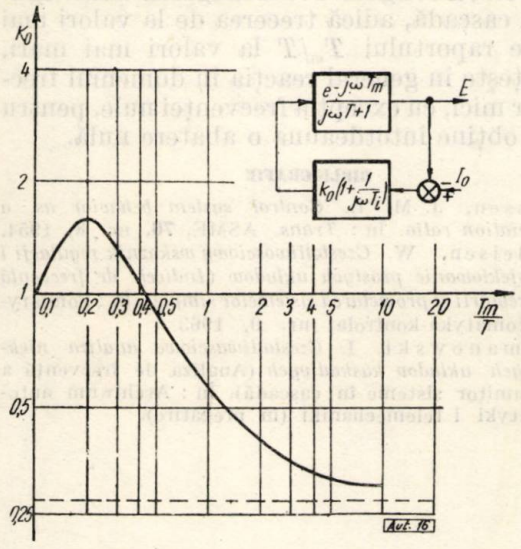


Fig. 16. Coeficientul total admisibil de amplificare la un sistem de reglare simplu, cu regulator PI, pentru criteriul $q \leqslant 1{,}4$.

rabilă pentru cazul frecvențelor mici, rezultînd din acțiunea de integrare exercitată de regulator. Curbele din figura 17 pot fi utilizate și

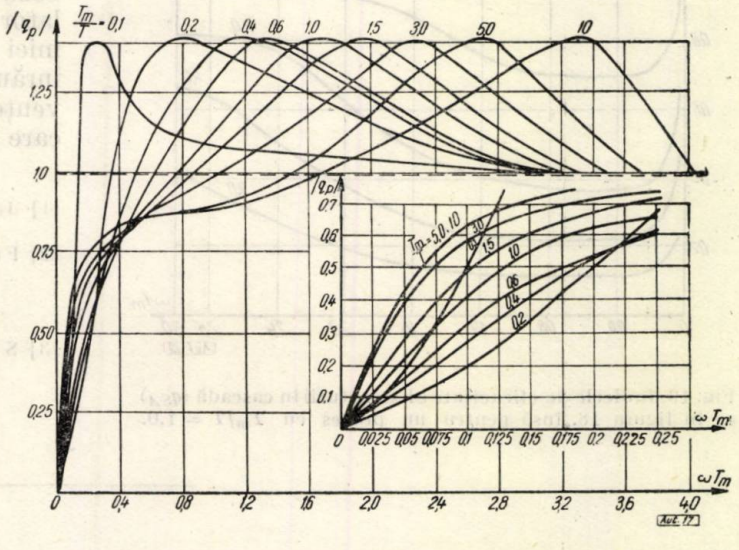


Fig. 17. Modulul indicelui de reglare q_p (jω) pentru diverse rapoarte T_m/T ale procesului, la sistemul cu regulator PI.

cu frecvența $\omega T_m = 0{,}4$. Din curbele din figura 11 rezultă că, în cazul unui sistem simplu cu un singur circuit, se obține de-abia $q_0 = 0{,}75$, ceea ce este în mod evident insuficient. Prin utilizarea unui sistem în cascadă se poate îmbunătăți acest indice, pe baza figurii 12 ; de exemplu, luînd $k_2 = 29$, se obține $q_{SA} = 0{,}16$, adică un indice rezultant $q = 0{,}75 \cdot 0{,}16 = 0{,}12$.

În cazul în care aceeași perturbație va acționa asupra celeilalte părți a procesului, sub formă de F_B, trebuie să considerăm curbele din figura 14. Din aceste curbe rezultă posibilitatea unei ameliorări neînsemnate ($q_{SB} = 0{,}8$) pentru $k_2 = 3$, însă practic această ameliorare este insuficientă. În aceste cazuri este necesară căutarea unui alt regulator principal, diferit de un regulator = P.

Pentru un proces asemănător cu cel considerat pînă în prezent, pentru un regulator auxiliar $R_2(j\omega) = k_2$ și un regulator principal de tipul PI, adică $R_1(j\omega) = k_1\left(1 + \frac{1}{j\omega T_i}\right)$, au fost determinate caracteristici asemănătoare cu cele indicate mai sus, admițîndu-se pentru regulator o valoare a timpului de integrare $T_i = 3T_m$ (fig. 15).

Pentru determinarea amplificării poate fi utilă diagrama din figura 16, asemănătoare cu aceea din figura 10 și calculată pentru condiția $q \leqslant 1{,}4$.

Curbele indicelui de reglare a unui circuit simplu sînt redate în figura 17, în mod analog cu curbele din figura 11, aferente cazului precedent. Din diagramă rezultă deosebirea evident favo-

pentru caracterizarea influenței perturbațiilor F_B dacă se înlocuiește parametrul T_m/T prin T_m/T'.

Curbele q_{SA}, care caracterizează avantajele oferite de structura în cascadă în cazul unei perturbații de tipul F_A, sînt redate în figurile 18

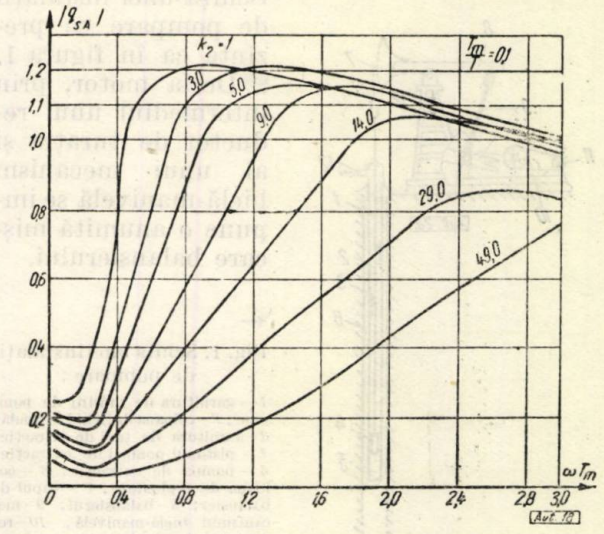


Fig. 18. Indicele de eficacitate al structurii în cascadă (q_{SA}) pentru un exemplu de sistem cu regulator PI. Proces cu raportul $T_m/T = 0{,}1$.

și 19, în mod analog cu curbele precedente. Aici este caracteristică micșorarea avantajelor relative la $\omega = 0$, rezultînd din acțiunea bună a regulatorului principal propriu-zis, precum și o anumită îngustare a benzii în comparație cu cazul precedent.

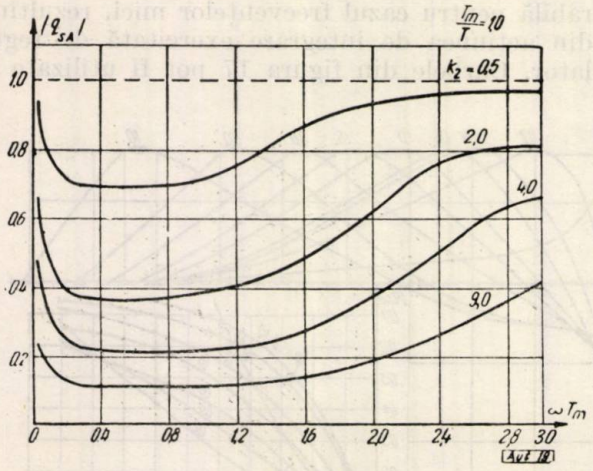


Fig. 19. Indicele de eficacitate al structurii în cascadă (q_{SA}) ca în figura 18, însă pentru un proces cu $T_m/T = 1{,}0$.

Curbele q_{SB}, care au aceeaşi importanţă ca şi cele precedente, nu au mai fost redate, deoarece caracterul lor poate fi prevăzut cu uşurinţă pe baza observării figurii 17. Adăugarea unui regulator în cascadă, adică trecerea de la valori mai mici ale raportului T_m/T la valori mai mari, înrăutăţeşte în general reacţia în domeniul frecvenţelor mici, cu excepţia frecvenţei nule, pentru care se obţine întotdeauna o abatere nulă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Janssen, J. M. L. *Control system behavior as a deviation ratio.* În : *Trans.* ASME, **76**, nr. 8, 1954.
[2] Findeisen, W. *Czestotliwosciowy wskaznik regulacji i projektowanie prostych ukladow* (*Indicele de frecvenţă al reglării şi proiectarea sistemelor simple*). În : Pomiary-automatyka-kontrola, nr. 9, 1963.
[3] Szymanowski, I. *Czestotliwasciowa analiza niektorych ukladov kaskadivych* (Analiza de frecvenţă a anumitor sisteme în cascadă). În : Archiwum automatyki i telemechaniki (în pregătire).

Prof. ing. EDM. NICOLAU şi ing. I. ADAMACHE

Modelarea electronică a pompajului de adîncime

În prezent, pompajul de adîncime este cel mai utilizat sistem de extracţie aplicat la exploatarea sondelor din schelele petroliere din ţara noastră, cum şi din alte ţări ca : U.R.S.S. şi S.U.A.

Schiţa unei instalaţii de pompare se prezintă ca în figura 1. De la motor, prin intermediul unui reductor de turaţie şi al unui mecanism bielă-manivelă se impune o anumită mişcare balansierului.

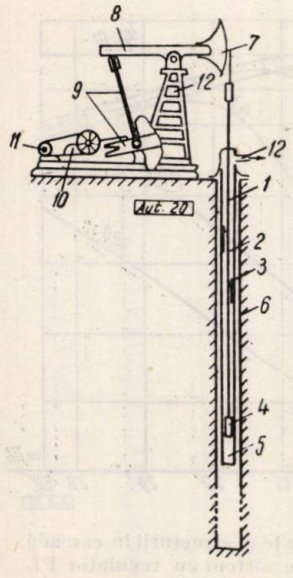


Fig. 1. Schiţa unei instalaţii de pompare :
1 – garnitura de prăjini de pompare ; *2* – coloana de lichid în sondă ; *3* – garnitura de ţevi de extracţie ; *4* – pistonul pompei de extracţie ; *5* – pompa de extracţie ; *6* – coloana de exploatare ; *7* – capul de balansier ; *8* – balansierul ; *9* – mecanismul bielă-manivelă ; *10* – reductorul de turaţie ; *11* – motorul electric ; *12* – conducta de evacuare a produselor pompate.

În general, se consideră că puterea motorului este suficient de mare pentru ca legea variaţiei în timp a vitezei balansierului să fie independentă de variaţia forţei în punctul de suspensie al garniturii de prăjini de pompaj.

Balansierul acţionează asupra unei garnituri de prăjini de pompaj, prevăzută la capătul inferior cu un piston. În cazul sondelor adînci, în general, garnitura de prăjini de pompaj este formată din mai multe tronsoane, la care diametrul scade treptat de la suprafaţă spre pompă.

Atunci cînd pistonul se deplasează în sus, asupra garniturii de prăjini se exercită întreaga greutate a coloanei de fluid situată deasupra pistonului. La cursa descendentă această sarcină este preluată de către garnitura de ţevi de extracţie. Sub acţiunea acestei forţe se produc alungiri atît la garnitura de prăjini, cît şi la garnitura de ţevi de extracţie. Studierea fenomenelor care apar în instalaţiile de pompaj este dificilă atunci cînd se abordează problema pe cale analitică, urmărindu-se determinarea forţelor de inerţie, de oscilaţie, de frecare etc.

Dacă se admite că frecarea este proporţională cu viteza şi dacă se neglijează efectele datorite greutăţii proprii, de care se poate ţine seamă printr-o schimbare de variabilă, atunci deplasarea u_1 a unui punct oarecare al garniturii de prăjini de pompaj satisface o ecuaţie cu derivate parţiale de forma :

$$E_1 f_1 \frac{\partial^2 u_1}{\partial x^2} = m_1 \frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2} + B_1 \frac{\partial u_1}{\partial t}, \qquad (1)$$

unde :

x este coordonata secţiunii examinate ;
t — timpul ;
E_1 — modulul de elasticitate a materialului din care este confecţionată prăjina în punctul considerat ;

f_1 — aria secțiunii transversale a prăjinii în punctul considerat;
m_1 — masa pe unitatea de lungime a prăjinii în punctul considerat;
B_1 — constanta de frecare.

În mod asemănător se prezintă și ecuațiile care descriu oscilațiile coloanei de lichid și ale țevilor de extracție :

$$E_2 f_2 \frac{\partial^2 u_2}{\partial x^2} = m_2 \frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} + B_2 \frac{\partial u_2}{\partial t}; \qquad (2)$$

$$E_3 f_3 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x^2} = m_3 \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} + B_3 \frac{\partial u_3}{\partial t}. \qquad (3)$$

Semnificațiile diferiților coeficienți care intervin în ecuațiile (2) și (3) se deduc cu ușurință din cele expuse anterior.

Trebuie remarcat faptul că, în general, se poate admite că mărimile f_i, m_i și B_i ($i = 1, 2, 3$), pot să varieze în funcție de punct :

$$f_i = f_i(x); \; m_i = m_i(x); \; B_i = B_i(x).$$

Din punct de vedere practic interesează ca pentru o mișcare dată a punctului de suspensie a garniturii de prăjini de pompaj : $u_1 = u_1(0, t)$ să se determine cursa reală S_r a pistonului, adică : $S_n = u_M - u_m = u_1(l, t_1) - u_1(l, t_2)$ unde u_M și u_m sînt valorile maximă și minimă ale deplasării pistonului — l fiind adîncimea de fixare a pompei, iar t_1 și t_2, momentele în care sînt atinse pozițiile extreme ale pistonului, în timpul unei curse.

Interesează, de asemenea, forța la diferite adîncimi. Cunoașterea cursei pistonului permite a se calcula debitul instalației, iar cunoașterea forței permite dimensionarea garniturii de prăjini de pompaj.

Din punct de vedere matematic, problema revine la integrarea unui sistem de trei ecuații cu derivate parțiale, cu coeficienți variabili, cu funcțiile necunoscute separate (u_1, u_2, u_3), care însă sînt legate între ele prin condițiile la limită redate în tabela 1.

Din datele din literatură rezultă că, în această formă generală, problema nu este încă complet rezolvată. Cele mai recente metode analitice permit calcularea debitului cu ajutorul cursei reale a pistonului și al forței la piston, plecîndu-se de la date de suprafață, adică de la cunoașterea nu numai a modului de mișcare a punctului de suspensie a prăjinilor, ci și de la cunoașterea modului de variație în timp a forței în punctul menționat.

Formulele date de I. Adamache [1] pentru garniturile formate din trei și patru tronsoane sînt deosebit de complexe, ceea ce arată că metodele analitice nu se pretează la o rezolvare comodă a problemei.

Pentru acest motiv, încă de mai mult timp, E. Kemler a propus crearea unui model electronic pentru studierea pompajului de

Tabela 1

Condițiile la limită pentru o instalație de fund de pompaj constituită din : garnitură de prăjini, coloană de lichid, garnitură de țevi de extracție, precum și pentru modelul său electronic cu trei linii (LP, LL și LT)*

În instalația de pompaj	În modelul electronic
A. La capătul de sus al instalației ($x = 0$)**	A'. La intrarea în liniile electrice LP, LL și LT
1. Pentru garnitura de prăjini : $\frac{\partial u_I(0,t)}{\partial t} = v(t)$	1. Pentru linia electrică LP : $i_I(0,t) = \alpha_i \cdot v(t)$
2. Pentru coloana de lichid : $E_{II} f_{II} \frac{\partial u_{II}(0,t)}{\partial x} = f_{tr} P_{tr}(t)$	2. Pentru linia electrică LL : $u_{e_{II}}(0,t) = \alpha_u f_{tr} P_{tr}(t)$
3. Pentru garnitura de țevi de extracție : $\frac{\partial u_{III}(0,t)}{\partial t} = 0$	3. Pentru linia electrică LT : $i_{III}(0,t) = 0$
B. La capătul de jos al instalației	B'. La extremitatea liniilor electrice LP, LL și LT
a. În timpul mișcării pistonului în sus : $\frac{\partial u_I}{\partial t} > 0$	
$\frac{\partial u_I(l,t)}{\partial t} = \frac{\partial u_{II}(l,t)}{\partial t}$	$i_I(l,t) = i_{II}(l,t)$
$E_{III} f_{III} \frac{\partial u_{III}(l,t)}{\partial x} = 0$	$u_{e_{III}}(l,t) = 0$
$E_I f_I \frac{\partial u_I(l,t)}{\partial x} = E_{II} f_{II} \frac{u_{II}(l,t)}{\partial x} = P_l$***	$u_{e_I}(l,t) = u_{e_{II}}(l,t) = \alpha_u \cdot P_l$
b. În timpul mișcării pistonului în jos : $\frac{\partial u_{II}}{\partial t} < 0$	
$\frac{\partial u_{II}(l,t)}{\partial t} = \frac{\partial u_{III}(l,t)}{\partial t}$	$i_{II}(l,t) = i_{III}(l,t)$
$E_I f_I \frac{\partial u_I(l,t)}{\partial x} = 0$	$u_{e_I}(l,t) = 0$
$E_{II} f_{II} \frac{\partial u_{II}(l,t)}{\partial x} = E_{III} f_{III} \frac{\partial u_{III}(l,t)}{\partial x} = P_l$	$u_{e_{II}}(l,t) = u_{e_{III}}(l,t) = \alpha_u P_l$

* La alcătuirea tabelei s-a utilizat primul sistem de analogie.

continuare în pag. 10

continuare tabela 1

În instalaţia de pompaj	În modelul electronic
c. În perioadele de deformaţie iniţială şi de descărcare (ambele supape sînt închise)	
$\frac{\partial u_I(l,t)}{\partial t} = \frac{\partial u_{II}(l,t)}{\partial t}$	$i_I(l,t) = i_{II}(l,t)$
$\frac{\partial u_I(l,t)}{\partial t} = \frac{\partial u_{III}(l,t)}{\partial t}$	$i_I(l,t) = i_{III}(l,t)$
$E_I f_I \frac{\partial u_I(l,t)}{\partial x} + E_{III} f_{III} \frac{\partial u_{III}(l,t)}{\partial x} = E_{II} f_{II} \frac{\partial u_{II}(l,t)}{\partial}$	$u_{eI}(l,t) + u_{eIII}(l,t) = u_{eII}(l,t)$

** Condiţiile la limită de la punctele A şi A' sînt valabile atît pentru cursa ascendentă, cît şi pentru cursa descendentă a punctului de suspensie a garniturii de prăjini.

*** Conform cu lucrările de la VNII-Moscova s-a calculat greutatea lichidului cu aria totală a secţiunii transversale a pistonului.

adîncime [2]. Schema dată de E. Kemler suferă însă de unele defecţiuni principiale.

Spre deosebire de metodele analitice, metoda modelării permite tratarea problemei mai aproape de realitatea fizică în sensul că, în afară de cunoaşterea mişcării la suprafaţă, nu este necesar a se impune o anumită lege de variaţie a forţei în punctul de suspensie a prăjinilor, pentru a se determina datele de la fund. Este suficient a se cunoaşte legea de mişcare a punctului menţionat, pentru ca să se poată cunoaşte forţa, viteza şi deplasarea fiecărui punct din instalaţie.

Pentru stabilirea schemei modelului, se pleacă de la un element al instalaţiei modelate, utilizîndu-se primul sistem de analogie [3], sistem caracterizat prin următoarele corespondenţe :

Mărimi în sistemul mecanic	Mărimi în sistemul electric
m	L
B	R
$(Ef)^{-1}$	C
t	τ
u	Q
v	i
F	u_e

în care notaţiile care intervin au următoarele semnificaţii :

u_e este tensiunea electrică ;
i — intensitatea curentului ;
τ — timpul, la scara modelului ;
Q — sarcina electrică ;
L, R, C — inductanţa, rezistenţa şi capacitatea pentru unitatea de lungime a liniei ;
v — viteza elementului considerat din unitatea de pompaj ;
F — forţa din elementul considerat din instalaţia de pompaj.

Adoptînd acest sistem de analogie, ecuaţia care descrie fenomenele electrice din model este de forma :

$$\frac{1}{C_i}\frac{\partial^2 Q_i}{\partial x^2} = L_i \frac{\partial^2 Q_i}{\partial \tau^2} + R_i \frac{\partial Q_i}{\partial \tau}. \qquad (4)$$

Se pot scrie ecuaţii de tipul ecuaţiei (4) pentru fiecare linie a modelului, acestea corespunzînd, respectiv, garniturii de prăjini, coloanei de lichid şi ţevilor de extracţie.

Celula elementară are schema din figura 2.

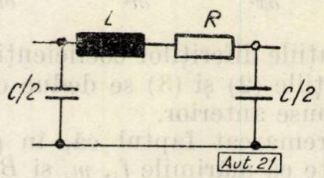


Fig. 2. Schema unei celule elementare a modelului.

Schema modelului electronic cuprinde trei linii şi se prezintă ca în figura 3.

La ICFE—Cîmpina, prin colaborare cu Institutul politehnic din Bucureşti, s-a realizat un model electronic, cu care se poate investiga pomparea de adîncime.

Studii teoretice privind cinematica instalaţiilor de pompare uzuale din ţara noastră au

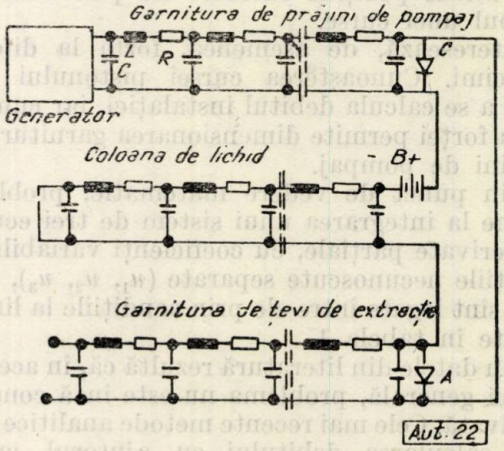


Fig. 3. Schema modelului electronic cu trei linii : A — supapă de aspiraţie ; B — dispozitiv care simulează greutatea coloanei de lichid ; C — supapă de refulare.

arătat că mişcarea balansierului poate fi considerată ca fiind pur sinusoidală, de tipul :

$$v = A \sin \omega t \qquad (5)$$

sau, mai bine, poate fi aproximată printr-o expresie de forma :

$$v = A_1 \sin \omega t + A_2 \sin (2\omega t + \varphi), \qquad (6)$$

în care A este amplitudinea vitezei în cazul aplicării teoriei cinematicii elementare ; A_1 şi A_2 sînt amplitudinile fundamentalei, respectiv a ar-

monicii a doua a vitezei, în cazul aplicării teoriei cinematice aproximative; ω — pulsaţia vitezei ; φ — defazajul armonicii a doua faţă de fundamentală.

Deoarece în sistemul de modelare adoptat, vitezei îi corespunde curentul electric, pentru introducerea în model a acestei condiţii la limită a fost necesar să se realizeze un generator de curent electric $i(t)$ care variază în timp după expresia (6), curent care este injectat în linia modelului corespunzătoare garniturii de prăjini şi a cărui valoare nu este afectată de impedanţa pe care o oferă linia.

În ceea ce priveşte realizarea liniei propriu-zise, la modelul ICFE—Cîmpina nu s-a recurs la o linie naturală, deoarece aceasta ar fi condus la dimensiuni fizice inacceptabile pentru model. S-a adoptat o soluţie care prevede înlocuirea liniei naturale printr-o linie artificială formată din 16 casete, avînd fiecare elementele L, R, C, care pot fi variate într-un mod cunoscut. Valorile extreme ale acestor elemente au fost alese astfel încît să se poată efectua cercetări în condiţii cît mai variate [3], [4], [5].

O problemă importantă care a fost în atenţia proiectanţilor este faptul că inductanţele din model trebuie să prezinte o valoare constantă, independentă de curentul instantaneu care le parcurge. Tocmai de aceea proiectarea lor s-a făcut într-un mod special [4].

Pentru măsurarea valorilor instantanee ale mărimilor care apar în model a fost proiectat un bloc de măsurare. De asemenea, sistemul este prevăzut cu integratoare electronice care, împreună cu un oscilograf catodic, permit vizualizarea atît a diagramelor :

$$v_i = v_i(x, t), \qquad F_i = F_i(x, t),$$

cît şi a diagramei :

$$F = F(u) \quad \text{pentru} \quad x = 0 \text{ sau } x = l.$$

În acest din urmă caz, pe ecranul osciloscopului apare o curbă închisă, ale cărei puncte corespund diferitelor momente ale unui ciclu de pompaj.

După forma acestei curbe, ca şi după modul de variaţie în timp a vitezei şi forţei, se pot trage concluzii asupra regimului de funcţionare a instalaţiei modelate, eventual a diferitelor accidente care s-au ivit la pompă sau la alte elemente [5]. Apare astfel posibilitatea ca, provocînd în model anumite situaţii speciale, să se întocmească un catalog al diagramelor (numite în limbaj tehnic diagrame de dinamometrare), astfel încît, prin compararea datelor ridicate experimental în schelă cu cele din catalog să se poată preciza natura eventualelor defecte care apar în instalaţia de pompaj.

De asemenea, cu ajutorul modelului, se poate determina forţa care apare în diferitele secţiuni ale instalaţiei, ceea ce permite proiectarea în mod ştiinţific a instalaţiei.

Cu ajutorul modelului ICFE—Cîmpina s-au efectuat atît studii calitative, cît şi unele studii cantitative, privind modelarea instalaţiilor de pompaj de adîncime. În figura 4 se prezintă o

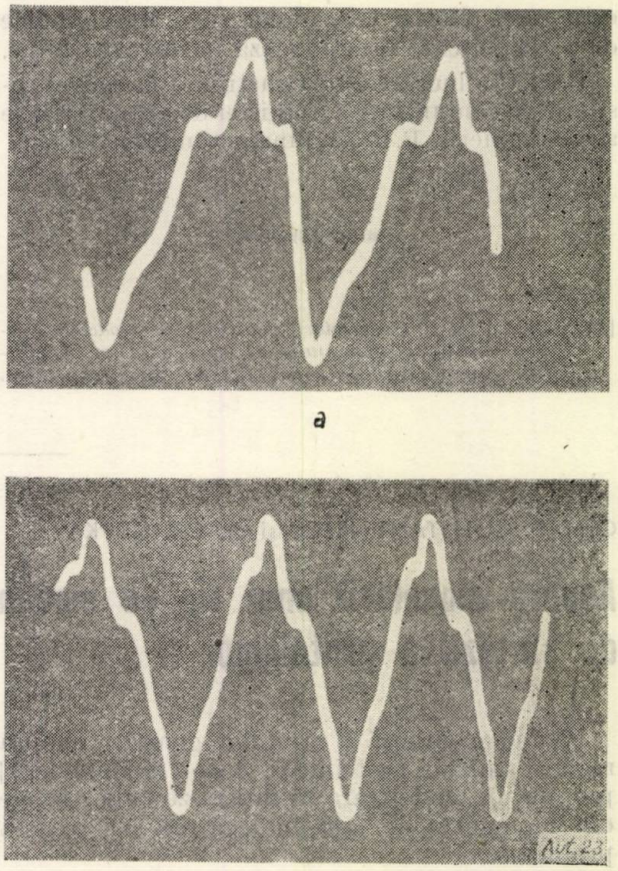


Fig. 4 : a — variaţia vitezei ; b — variaţia forţelor în timpul unui ciclu de pompare.

serie de imagini obţinute la model, care reprezintă viteza şi forţa în diferitele puncte ale unor instalaţii de pompaj.

Rezultatele calitative obţinute pînă în prezent arată că modelul rezultat din colaborarea specialiştilor de la Institutul politehnic din Bucureşti şi de la Institutul de cercetări foraj-extracţie din Cîmpina corespunde sarcinilor de proiectare, fiind adecvat pentru rezolvarea problemelor ridicate de pompajul de adîncime. Sînt în curs experienţe cu caracter cantitativ.

La proiectarea şi realizarea modelului ICFE-Cîmpina au colaborat următorii specialişti. Din partea IPB : şef lucrări R. Piringer, ing. V. Popescu, ing. A. Koritzer. Acest colectiv a fost condus de prof. dr. ing. T. Tănăsescu şi prof. ing. Edm. Nicolau.

Din partea ICFE—Cîmpina au participat : ing. C. Răduţă şi tehnicianul V. Stoican, luînd parte şi tehnicienii V. Mîndoianu, M. Stan şi N. Cîţea, colectivul fiind condus de ing. I. Adamache.

Se menţionează faptul că, pentru realizarea acestui model, s-au utilizat şi unele date obţinute de la VNII Moscova, în special unele lucrări ale prof. A. S. Virnovski [6], [7].

În momentul de faţă acest model electronic este unul dintre cele două sau trei modele de acest fel care funcţionează în întreaga lume.

Prezenta lucrare a fost susţinută în cadrul sesiunii de comunicări a Comisiei de automatizare a Academiei R.P.R., în luna octombrie 1963.

BIBLIOGRAFIE

[1] Adamache, I. *Cercetări analitice şi de modelare electronică asupra pompajului de mare adîncime cu prăjini.* Lucrare de disertaţie, I.P.G.G., Bucureşti, 1963.

[2] Kemler Emory. *An investigation of experimental methods of determining sucker-rod loads.* Trans. of the American Institute of Mining and Metallurgical Engineers (Petroleum Development and Technology) vol. 118, 1936, p. 89.

[3] Boiangiu, D., Nicolau, E. şi Niţă, C. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[4] Piringer, R. *Proiectarea bobinelor pentru modele analogice.* Comunicare prezentată la sesiunea ştiinţifică a Inst. polit. Buc., noiembrie 1962.

[5] Nicolau, Edm. şi Adamache, I. *Asupra metodei de studiu pe modele electronice a fenomenelor vibratorii din instalaţiile de pompaj.* Buletinul Inst. polit. Buc.,tom. **XXI**, 1959, fasc. 4, p. 155.

[6] Virnovski, A. S., Gutenmaher, L. I. şi Korolkov, I. B. *Elektriceskoe modelirovanie. glubino nasosnoi ustanovki.* În: Neftianoehoziaistvo, nr. 11, 1951.

[7] Virnovsky, A. S. şi colab. *Electrical modelling control and automation of oil-well pumps.* Sixth WPC in Frankfurt/Main, 19—26 iunie 1963. Section II —Paper 34.

Conf. P. CONSTANTINESCU şi dr. GR. GHYKA

Asupra modelării unui tip de mecanism de sinteză a proteinelor

Făcînd o sinteză a studiilor genetice asupra reglării sintezei proteinelor, Jacob şi Monod [2] propun un model care să integreze cunoştinţele din momentul de faţă în legătură cu această problemă.

Modelul lor implică, pe lîngă genele structurale care specifică secvenţa aminoacizilor din lanţurile de protein-enzime, existenţa unor gene care ar dirija funcţionarea sau nefuncţionarea acestor gene structurale.

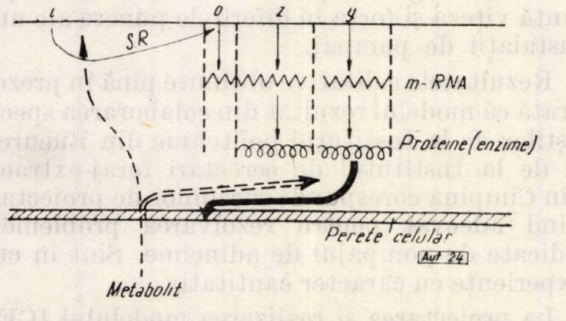


Fig. 1. Dinamica sistemului ale cărui elemente au fost definite în text (*z*, *y*, *o*, *i*):
– – – – → metabolit intrat în mod pasiv în celulă;
——— → acţiunea permeazei asupra barierei osmotice celulare;
S. R. substanţa represoare;
= = = = ➤ metabolit intrat sub acţiunea permeazei.

Structura unei unităţi de sinteză este reprezentată în figura 1 în care:

z este gena structurală. Prin intermediul unei fracţiuni de RNA cu viaţă foarte scurtă, numită RNA mesajer (m-RNA), gena structurală transmite informaţia ei biochimică la microzomi unde se va sintetiza enzima care are rol în metabolizarea unui substrat exogen (în cazul autorilor citaţi, β este galactozidaza care va hidroliza lactoza exogenă);

y — o genă structurală de alt tip, al cărei rol este de a specifica sinteza unei substanţe numită permează, care va permite substratului exogen să străbată peretele celular şi bariera osmotică celulară, pentru a fi accesibil enzimei produse de gena *z*; modelul de lucru al permeazei este foarte asemănător cu acela al unei enzime, şi cercetările mai aprofundate tind să identifice permeaza cu o enzimă. Rolul ei ar fi să activeze substratul exogen pentru ca aceasta să poată pătrunde prin peretele celular. Permeaza nu intervine însă în metabolismul propriu-zis al celulei;

o — gena cunoscută sub numele de „operator" care, asociată grupului de gene structurale, are rol de comandă pentru acestea din urmă. Funcţionarea ei implică funcţionarea genelor structurale şi, invers, orice factor care o distruge sau o face nefuncţională determină genele structurale să oprească transferul informaţiei lor (deci sinteza m-RNA). Grupul format de operator şi genele structurale, coordonate de acest operator, poartă numele de operon. După definiţia lui Jacob, Perrin, Sanchez şi Monod [4] operonul este o „unitate cu o expresie coordonată";

i — gena cunoscută sub numele de genă reglatoare, întocmai ca şi gena *o* nu face parte din grupul genelor structurale, ci este încadrată în categoria genelor care comandă pornirea sau oprirea procesului de sinteză proteică, deci este încadrată în categoria genelor de reglare. Ca localizare ea nu pare a fi adiacentă operonului a cărui activitate o dirijează şi este responsabilă de sinteza unei substanţe denumite represor al cărei efect este de a inactiva temporar gena *o*. După Jacob şi Monod [2] substanţa represoare pare a fi o moleculă de RNA, în orice caz, foarte puţin probabil, o moleculă de proteină. Acţiunea ei este specifică asupra operatorului.

În starea de repaus, gena *i* sintetizează substanţa represoare care, difuzînd în mediul intern al celulei, ajunge la gena *o* pe care o inactivează. Inactivarea genei *o* duce la inactivarea genelor structurale care opresc cinetica m-RNA, deci sinteza enzimei. Modul de acţiune a genei *o* asupra genelor structurale nu este cunoscut. Se pare că gena *o* ia parte împreună cu genele structurale la transmiterea informaţiei biochimice a acestora sau, altfel zis, fără acţionarea produsului ei, informaţia genelor structurale nu poate fi transmisă [2], [3]. Ca atare, putem spune că gena *o* are calităţile unui factor comun în toate genele structurale şi se presupune că şi ea dă naştere unui m-RNA.

Informaţia dată de gena *o* completează informaţia pe care o dă gena *z* şi informaţia pe care o dă gena *y*.

În momentul în care substratul exogen (fie lactoza), denumit inductor, a intrat în celulă, acesta inactivează specific substanţa represoare (S.R.) sintetizată de gena *i*. În felul acesta eliberează gena *o* de sub influenţa represorului. Gena *o* va determina funcţionarea genelor structurale care vor sintetiza enzima. Enzima sintetizată transformă substratul exogen, trecîndu-l în produşi intermediari ce vor fi metabolizaţi pe diferite căi. Fenomenul prin care substratul exogen determină sinteza de enzime necesare prelucrării lui este denumit fenomen de inducţie enzimatică.

Procesul descris poate fi oprit pe două căi.

1. Substanţa exogenă este epuizată. Gena *i* va continua să sintetizeze substanţa represoare care nemaifiind interferată îşi exercită acţiunea inactivînd gena *o* care opreşte funcţionarea genelor structurale, totul revenind în starea de repaus descrisă.

2. Substanţa exogenă nu s-a epuizat, dar cantitatea metabolizată în celulă este suficientă. În acest caz oprirea întregului mecanism este descrisă în literatura de specialitate ca un fenomen de represiune enzimatică.

Cu toate că acest fenomen nu este cunoscut în amănunt, se presupune că el se produce printr-un mecanism de feed-back pornit de la un metabolit final în exces, produs prin transformarea substratului exogen, care metabolit duce la oprirea sintezei m-RNA de către genele structurale.

Notăm un fapt rezultat din cinetica reacţiei de inducţie enzimatică. Genele structurale sintetizează întotdeauna m-RNA cu o rată maximă. Acest caracter este valabil încă din primul moment al acţiunii lor.

Deci cantitatea finală a proteinei sintetizate este doar o funcţie de timpul în care gena *i* este inhibată, deci de timpul în care operonul funcţionează [2].

Propunem un model secvenţial care îndeplineşte condiţiile indicate. Presupunem că fiecare genă se poate afla numai în două stări diferite, şi anume starea de repaus şi starea de acţiune

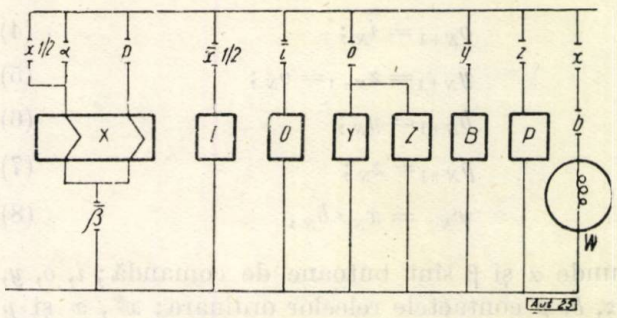


Fig. 2. Schema secvenţială cu relee ordinare (*I*, *O*, *Y*, *Z*, *B*, *P*) şi releul *X* cu două înfăşurări.

(starea în care poate să-şi exercite activitatea). Asociem fiecărei gene (*i*, *o*, *y*, *z*) o variabilă care ia două valori, şi anume : valoarea 0 în starea de repaus a genei şi valoarea 1 în starea de acţiune. Asociem de asemenea fiecărei substanţe ($x^{\frac{1}{2}}$, *x*, *b*, *p*, *w*) o variabilă care ia două valori : valoarea 0 cînd nu există substanţă în celulă şi valoarea 1 cînd substanţa există.

Definiţiile elementelor componente ale modelului au fost date aşa cum au fost deduse din experiment.

Variabilele asociate sînt :

i — gena reglatoare ; *o* — gena operatoare ; *y* — gena responsabilă de producere a permeazei ; *z* — gena responsabilă de producere a β-galactozidazei ; *b* — enzima β-galactozidază ; *p* — permeaza, iar *x* şi $x^{\frac{1}{2}}$ reprezintă substratul exogen cu rol de inductor, intrat în celulă. Diferenţa dintre variabilele *x* şi $x^{\frac{1}{2}}$ va fi precizată în continuare. În schemă se înţelege prin α variabila bivalentă asociată complexului de împrejurări ce declanşează procesul, prin β variabila bivalentă asociată complexului de împrejurări care întrerup procesul, şi prin *w* variabila bivalentă asociată produsului final (în sistemul β-galactozidazei, produsul final va fi lactoza).

Procesul poate fi modelat cu ajutorul unei scheme secvenţiale cu relee ordinare (*I*, *O*, *Y*, *Z*, *B*, *P*) şi releul *X* cu două înfăşurări. În schemă există un singur element executiv *W* (fig. 2).

Formulele de recurență introduse de acad. Gr. C. Moisil [1] sînt de forma:

$$X_{N+1} = f(K_N, X_N); \quad W_N = g(K_N, X_N),$$

unde K_N este vectorul de comandă la tactul N, iar X_N este vectorul care descrie situația elementelor intermediare la tactul N.

Formulele de recurență asociate releelor și elementului executiv din schema dată în figura 2 sînt:

$$x^{\frac{1}{2}}_{N+1} = (\alpha_N \cup x^{\frac{1}{2}}_N)\,\bar{\beta}_N; \tag{1}$$

$$x_{N+1} = x^{\frac{1}{2}}_N \cdot p_N; \tag{2}$$

$$i_{N+1} = \bar{x}^{\frac{1}{2}}_N; \tag{3}$$

$$o_{N+1} = \bar{i}_N; \tag{4}$$

$$y_{N+1} = z_{N+1} = o_N; \tag{5}$$

$$b_{N+1} = y_N; \tag{6}$$

$$p_{N+1} = z_N; \tag{7}$$

$$w_N = x_N \cdot b_N, \tag{8}$$

unde α și β sînt butoane de comandă; i, o, y, z, b, p contactele releelor ordinare; $x^{\frac{1}{2}}$, x și p contactele releului X cu două înfășurări; $x^{\frac{1}{2}}$ este acționat cînd prin releul X trece curentul printr-o singură înfășurare, iar x este acționat cînd curentul trece prin ambele înfășurări ale releului X. În formula (1) s-a scos în evidență numai o înfășurare, și anume aceea care prezintă interes în declanșarea și oprirea sistemului.

Conform formulelor (1)—(8) se poate alcătui tabloul de funcționare al modelului propus (tabela 1).

Tabela 1

Tact	α	X		i	o	z	y	b	p	w	β	
		$x^{\frac{1}{2}}$	x									
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	stare stabilă
2	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
3	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
4	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
5	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	
6	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	
7	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	
8	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	stare stabilă
9	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	
10	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	
11	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	
12	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	
13	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	
14	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	stare stabilă

Starea de repaus a întregului sistem este aceea din tactul 1 unde nu există substrat exogen în celulă, deci $x = 0$; gena reglatoare își exercită efectul inhibitor asupra operatorului prin intermediul substanței represoare ($i = 1$) și, ca urmare, întregul operon este în stare de repaus ($o = 0$; $y = 0$; $z = 0$). Se înțelege că gena z și gena y fiind în repaus, nici substanțele produse prin intermediul lor nu se vor sintetiza ($b = 0$ și $p = 0$). Dacă $\alpha = 1$ (tactul 2), se realizează astfel declanșarea procesului, ceea ce înseamnă intrarea în celula bacteriană a unor cantități mici de substrat exogen ($x^{\frac{1}{2}} = 1$). La tactul 3 va exista situația $x^{\frac{1}{2}} = 1$. Prezența substratului exogen (a inductorului) în celulă — în cantități mici la început — determină trecerea operonului din starea de repaus în starea de funcțiune. Interferînd specific substanța represoare, inductorul anulează efectul genei i ($i = 0$) anihilînd astfel acțiunea ei de reprimare asupra operatorului (tactul 4). Consecutiv cu inactivarea genei i, gena o, eliberată de sub efectul represorului, trece în starea de acțiune, deci $o = 1$ (tactul 5). Trecerea genei o în starea de acțiune determină funcționarea întregului operon, adică trecerea genelor z și y la starea de acțiune, ceea ce înseamnă că: $z = y = 1$ (tactul 6).

Funcționarea genelor z și y va determina viteza substanțelor β-galactozidază ($b = 1$), respectiv permează ($p = 1$), care apar în mediul intern al celulei (tactul 7). Permeaza va introduce în continuare în mod activ cantități mari de substanță ($x = 1$), asupra căreia va acționa β-galactozidaza. Vor exista deci la tactul 8 cantități mari de substrat exogen care intră în mod activ în celulă ($x=1$). În același timp, acest substrat exogen este transformat cu ajutorul enzimei b, din această reacție rezultînd un produs final, deci $w = 1$ (în reacția de descompunere a lactozei prin intermediul β-galactozidazei produsul rezultat este *D*-galactoza și *D*-glucoza). Starea stabilă de funcționare a sistemului este cea din tactul 8.

Presupunem că apare unul dintre factorii care vor produce oprirea sistemului, iar variabila asociată complexului de factori ce întrerupe procesul sintezei proteice este β. În cadrul acestui complex pot să apară cauze multiple, printre care epuizarea substratului exogen din mediul extracelular sau un exces de produs final.

Se consideră că $\beta = 1$ (tactul 9).

Ca urmare a declanșării mecanismului de oprire va dispărea substratul exogen intracelular ($x = 0$) la tactul 10. Dispariția inductorului ($x = 0$) face ca substanța represoare să nu mai fie inactivată și deci $i = 1$ (tactul 11). Ca urmare, operatorul va fi reprimat ($o = 0$) de gena i și va trece în stare de repaus (tactul 12). Inactivarea operatorului duce la inactivarea întregului operon (tactul 13). Trecerea genelor z și y în stare de repaus ($z = y = 0$) duce la

dispariţia substanţelor b şi p din celulă (tactul 14) deci $b = p = 0$. Astfel se ajunge din nou la starea de repaus din tactul 1.

Din cele prezentate se desprind următoarele :

1. Modelul respectă cinetica reacţiei de inducţie enzimatică ; cantitatea de enzimă (substanţa b) sintetizată este funcţie de timpul în care gena i este inhibată, deci de timpul în care operonul funcţionează.

2. Sinteza substanţelor b şi p de către genele z şi y se face la o rată maximă tot timpul cît funcţionează aceste gene.

3. Evoluţia proceselor se face în trepte, cu faze de tranziţie. De exemplu, eliberarea substanţei represoare după epuizarea inductorului se realizează în tactul 11. Substanţa represoare va difuza prin celulă şi de-abia ulterior, ajungînd pe gena o, aceasta va fi reprimată (tactul 12).

Tocmai această „inerţie" a proceselor biologice sau, altfel spus, această succesiune în timp a fenomenelor condiţionate explică următorul fapt observat în studiul fenomenului de inducţie enzimatică : sinteza enzimei începe aproximativ la 3 min după adăugarea inductorului (Pardee şi Prestidge 1961, citaţi de Jacob, Monod [2]) şi oprirea în sinteza enzimei se produce după acelaşi interval de timp de la îndepărtarea inductorului.

În modelul considerat, fazele 2—7 sau 9—14 se pot produce în intervalul de 3 min dacă în locul releelor ordinare se folosesc relee cu întîrziere corespunzătoare la acţionare.

4. Deoarece substanţa represoare este o substanţă chimică ce difuzează liber în mediu pentru a ajunge la gena operator, se pune problema specificităţii unei anumite substanţe represoare pentru gena operator corespunzătoare ei.

Indiferent dacă substanţa represoare este o moleculă proteică, lucru foarte puţin probabil după experienţele efectuate de Jacob şi Monod [2], sau mai probabil o moleculă de m-RNA, rezultă că în fiecare genă i trebuie să existe o secvenţializare specifică a bazelor purinice şi pirimidinice, secvenţializare care codifică o substanţă represoare anumită pentru fiecare operator (deci pentru fiecare operon).

Se ajunge deci la ipoteza existenţei a *două tipuri de coduri genetice* : a) codul genelor structurale, care codifică aminoacizii şi secvenţializarea lor în molecula proteică ; b) codul genelor reglatoare care codifică cîte un tip de substanţă represoare pentru fiecare operon.

În ceea ce priveşte codul genelor reglatoare, un argument în plus în favoarea lui îl constituie afirmaţia lui Jacob şi Monod [2], dedusă din experienţele acestora, şi anume aceea că „operatorul este locul de acţiune al represorului, acţiunea represorului asupra acestuia fiind specifică".

5. În modelul secvenţial propus nu poate exista nici un moment în care să se găsească situaţia prezentată în tabela 2, în care y-gena permeazei-şi p-permeaza să fie 1 în timp ce restul operonului se găseşte în repaus (în starea 0), fiind inhibat de gena reglatoare ; dacă ar exista această situaţie s-ar contrazice definiţia operonului ca grup de gene cu activitatea coordonată de gena operator.

Tabela 2

α	X		i	o	z	y	b	p	W	β
	$x^{\frac{1}{2}}$	x								
0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0

Cu toate acestea, faza descrisă ar fi necesară pentru ca x să devină 1, adică pentru ca inductorul să intre în celulă pentru a putea interfera substanţa represoare, ca astfel să facă operatorul funcţional.

De aici ar rezulta logic că amplasarea locusului y este în afara operonului. Totuşi, experienţele arată clar că gena y este situată în acelaşi operon cu gena z. Una dintre dovezile cele mai peremptorii o constituie observaţia că sistemul y şi sistemul z au, concomitent, un caracter inductibil sau constitutiv. Nu s-au izolat pînă în prezent mutanţi y-constituţional şi z-inductibil sau invers [4], fapt care duce la concluzia că ambele gene se găsesc sub influenţa aceluiaşi operator. În această situaţie, singurul mod de declanşare a reacţiei pare să fie cel din schema 2, şi anume :

Prin fenomene pur fizice, cum ar fi difuziunea prin peretele celular sau presiunea osmotică, o cantitate foarte mică de inductori ($x^{\frac{1}{2}}$) pătrunde în celulă (tactul 3), unde reuşeşte să interfereze substanţa represoare şi astfel să iniţieze procesul. O dată ajuns la tactul 8 — faza funcţională — introducerea cantităţilor masive de substrat exogen x este asigurată de permeaza care începe să fie sintetizată.

Sistemul de „pornire" descris găseşte un argument şi în faptul că în stadiul de repaus, atunci cînd celula nu utilizează calea metabolică dirijată de operatorul respectiv, conţinutul intracelular în substanţa X este nul sau aproape nul ($X = 0$). Prezenţa lui X în mediul exterior produce atunci un gradient care determină intrarea substratului exogen prin forţa fizică a gradientului în interiorul celulei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate*. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[2] Jacob, Fr. şi Monod, J. *Genetic regulatory mecha-nisms in the synthesis of proteins*. În : J. mol. biol., nr. *3*, 1961, p. 318—356.

[3] Fischer, K. W. *Regulation of bacterial metabolism*. În :British medical bulletin, nr. 1, 1962.

[4] Jacob, Fr., Perrin, D., Sanchez, C. şi Monod, J. *C.R. Acad. Sciences*, Paris, **250**, II, 1960.

[5] Rickenberg, H., Cohen, G. N., Buttin, G. şi Monod, J. *Annales de l'Institut Pasteur*, **91**, II, 1956, p. 829.

Ing. S. CSERVENY şi ing. C. BULUCEA

Influenţa temperaturii asupra caracteristicilor statice ale dispozitivelor semiconductoare

Dependenţa performanţelor dispozitivelor semiconductoare de temperatură este o consecinţă directă a variaţiei parametrilor lor fizici cu temperatura. Dintre aceştia, c a mai pronunţată variaţie o are concentraţia intrinsecă de purtători. Legea de variaţie a concentraţiei intrinsece de purtători este de forma [3]:

$$n_i^2 = \text{const. } T^3 \epsilon^{-\frac{\Delta W}{kT}}, \tag{1}$$

în care ΔW este lărgimea benzii interzise a semiconductorului respectiv în jurul temperaturii T, iar k este constanta lui Boltzman. O variaţie de aceeaşi formă o au şi concentraţiile de purtători minoritari:

$$n_p = \frac{n_i^2}{N_A} \quad \text{şi} \quad p_n = \frac{n_i^2}{N_D},$$

unde N_A şi N_D sînt concentraţiile de atomi acceptori şi donori din regiunile P şi N.

Curentul de saturaţie al unei joncţiuni PN, fiind dat de purtătorii minoritari, are o variaţie [3] de forma:

$$i_{sat} = A\left[\frac{e D_p P_n}{L_p} + \frac{e D_n n_p}{L_n}\right] = A\left[\frac{e D_p}{L_p N_D} + \frac{e D_n}{L_n N_A}\right] n_i^2, \tag{2}$$

în care constantele de difuzie D_p, D_n şi lungimile de difuzie L_p, L_n depind, în mică măsură, de temperatură. La temperatura de 300°K, viteza de creştere relativă a curentului de saturaţie este de 9,6% pentru 1°C, la diodele cu germaniu şi 15,2% pentru 1°C, la diodele cu siliciu.

Pentru a se ţine seamă de variaţia tuturor parametrilor fizici cu temperatura, se consideră [1] că, în general, curentul de saturaţie admite o lege de variaţie de forma:

$$i_{sat.} = \text{const. } T^m \epsilon^{-\frac{b}{T}}, \tag{3}$$

unde m şi b se determină experimental (pentru germaniu $b \cong 6\,000$°K, $m \cong 2{,}3$).

Influenţa temperaturii asupra caracteristicilor tranzistoarelor este studiată în lucrările [1—5].

O primă categorie de lucrări [4] studiază caracteristicile izoterme ale dispozitivelor semiconductoare, fără a ţine seamă de diferenţa dintre temperatura joncţiunii şi temperatura mediului ambiant. Lucrările [1], [2], [5] ţin seamă de caracterul neizoterm al caracteristicilor statice, ca urmare a încălzirii joncţiunilor şi a schimbului de căldură cu mediul înconjurător. Pentru schimbul de căldură s-a consideră valabilă legea lui Newton:

$$P_{tr} = \frac{T - T_a}{X}, \tag{4}$$

în care:

P_{tr} este puterea transmisă mediului înconjurător;
T — temperatura joncţiunii;
T_a — temperatura mediului ambiant;
X — rezistenţa termică, exprimată în °C/W şi dependentă de modul de răcire a dispozitivului.

În articol se sintetizează şi se dezvoltă rezultatele lucrărilor [1], [2], în scopul obţinerii unor concluzii şi relaţii utile pentru o caracterizare, din punct de vedere tehnic, a regimului termic al dispozitivelor semiconductoare. Se studiază întoarcerea caracteristicilor directe şi inverse la dioda cu joncţiuni şi întoarcerea caracteristicilor tranzistoarelor. S-a avut în vedere faptul că, din punct de vedere practic, temperatura joncţiunii este necunoscută şi s-au urmărit exprimări ale mărimilor care interesează, în funcţie de temperatura ambiantă, parametrul cunoscut şi controlabil.

A. Dioda semiconductoare cu joncţiuni

1. *Conducţia inversă fără efect de multiplicare*

Se presupune, într-o primă analiză, o diodă ideală, fără efect de multiplicare în avalanşă, efect Zenner etc., la care:

$$i_A = -i_{sat.} = -\text{const. } T^m \epsilon^{-\frac{b}{T}} \tag{5}$$

$$\text{pentru orice } u_A = -E_A. \tag{6}$$

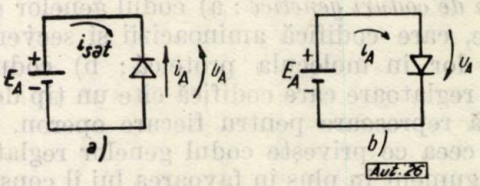


Fig. 1. Sensul curenţilor şi al tensiunilor la joncţiunea PN:
a — în conducţie inversă; b—în conducţie directă.

La trecerea curentului i_A, în diodă se dezvoltă puterea

$$P = u_A i_A \tag{7}$$

sub formă de căldură, care se distribuie între masa diodei şi mediul înconjurător, conform relaţiei [3]:

$$P = C\frac{dT}{dt} + \frac{T - T_a}{\chi}, \qquad (8)$$

unde C este capacitatea termică a tranzistorului; semnificaţia celorlalţi termeni a fost dată mai înainte. În regim staţionar, $\frac{dT}{dt} = 0$, deci:

$$P = \frac{T - T_a}{\chi}. \qquad (9)$$

Dacă u_A creşte şi $T_a = \text{const.}$ P creşte, T creşte, $i_{sat.}$ creşte conform (5), deci, ca urmare a efectelor termice se obţine o curbă crescătoare $|i_A| = f(E_A)$, numită *caracteristică neizotermă*. Ne propunem să studiem forma acestei caracteristici.

Ecuaţia (9) se mai scrie ţinînd seamă de (5) şi (7)

$$\chi E_A \text{ const. } T^m \epsilon^{-\frac{b}{T}} = T - T_a, \qquad (10)$$

ecuaţie transcendentă, a cărei rezolvare se arată în figura 2.

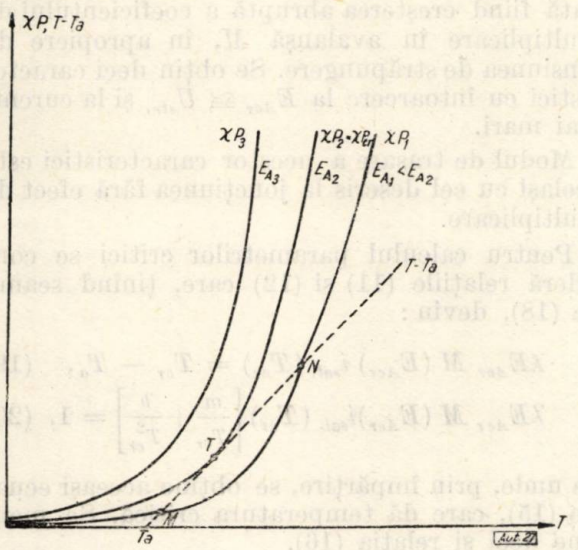


Fig. 2. Rezolvarea grafică a ecuaţiei $\chi P = T - T_a$.

La intersecţia curbei $\chi P_d = f_1(T)$ cu dreapta $T - T_a = f_2(T)$ se obţin temperatura joncţiunii T şi valoarea $\chi E_A i_{sat.}$. Pentru tensiunea dată $u_A = -E_{A1}$ se obţin două soluţii corespunzătoare punctelor M şi N. Evident, funcţionarea în punctul N este instabilă; dacă dintr-un motiv oarecare temperatura joncţiunii creşte peste cea din punctul N, puterea disipată devine mai mare decît cea transmisă mediului înconjurător şi joncţiunea se încălzeşte în continuare, adică se „ambalează" termic.

Punctelor M şi N din planul $(T, \chi P_d)$ le corespund punctele M' şi N' în planul (i_A, u_A), pe verticala $u_A = -E_{A1}$ (fig. 3).

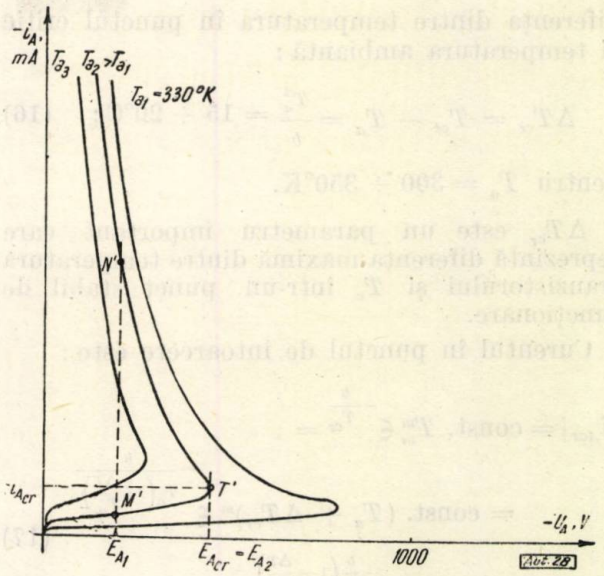


Fig. 3. Caracteristicile neizoterme ale unei joncţiuni PN în conducţie inversă, predeterminate prin calcul, în ipoteza absenţei efectului de multiplicare în avalanşă.

Ducînd mai multe curbe $\chi P_d = f_1(T)$ (pentru diferite tensiuni) se obţin puncte ale caracteristicii curent-tensiune a diodei. Se găseşte o caracteristică cu întoarcere la o anumită tensiune $u_{Acr} = f(T_a)$.

În acest fel se poate trasa întreaga familie a caracteristicilor neizoterme $i_A = f(u_A)$ pentru $T_a = \text{const.}$ (fig. 3).

Se observă uşor că la temperaturi ambiante mari întoarcerea apare mai devreme.

Trecînd la un studiu cantitativ, se va determina curentul i_{Acr} la care apare întoarcerea caracteristicii. Pentru aceasta, se pune condiţia ca curba $\chi P_d(u_{Acr})$ să fie tangentă la curba $T - T_a$, ceea ce revine matematic la condiţiile:

$$\chi P_d(u_{Acr}\, T_{cr}) = T_{cr} - T_a, \qquad (11)$$

$$\frac{d}{dT}\chi P_d(u_A, T)\,|_{u_{Acr},\, T_{cr}} = \frac{d}{dT}(T - T_a)\,|_{u_{Acr},\, T_{cr}}, \qquad (12)$$

unde prin T_{cr} s-a notat temperatura punctului de tangenţă.

Condiţiile (11) şi (12) se mai scriu:

$$\chi E_{Acr}\, i_{sat.}\,(T)_{cr} = T_{cr} - T_a, \qquad (13)$$

$$\chi E_{Acr}\, i_{sat.}\,(T_{cr}) \cdot \left[\frac{m}{T_{cr}} + \frac{b}{T_{cr}^2}\right] = 1, \qquad (14)$$

de unde se obţine ecuaţia care dă temperatura critică:

$$T_{cr}^2(m - 1) + T_{cr}(b - m\,T_a) - b\,T_a = 0, \qquad (15)$$

de unde:

$$T_{cr} \cong T_a + \frac{T_a^2}{b + (m-2)\,T_a} \cong T_a + \frac{T_a^2}{b} \quad \text{şi}$$

diferenţa dintre temperatura în punctul critic şi temperatura ambiantă:

$$\Delta T_{cr} = T_{cr} - T_a = \frac{T_a^2}{b} = 15 \div 20°\text{C}; \qquad (16)$$

pentru $T_a = 300 \div 350°\text{K}$.

ΔT_{cr} este un parametru important care reprezintă diferenţa maximă dintre temperatura tranzistorului şi T_a într-un punct stabil de funcţionare.

Curentul în punctul de întoarcere este:

$$|i_{Acr}| = \text{const.}\ T_{cr}^m \in^{-\frac{b}{T_{cr}}} =$$

$$= \text{const.}\ (T_a + \Delta T_{cr})^m \in^{-\frac{b}{T_a\left(1+\frac{\Delta T}{T_a}\right)}} \qquad (17)$$

$$|i_{Acr}| \approx \text{const.}\ T_a^m \in^{-\frac{b}{T_a}\left(1-\frac{\Delta T}{T_a}\right)} = \in i_{sat.}(T_a).$$

Acest rezultat este interesant; curentul în punctul de întoarcere este de $\in$ ori mai mare decît curentul de saturaţie corespunzător temperaturii ambiante.

Înlocuind în (13) $\chi = 0{,}4°\text{C/mW}$ (valoare uzuală) şi ţinînd seamă de rezultatul de mai sus, obţinem pentru o diodă de mică putere cu $i_{sat.}(300°\text{K}) = 5\ \mu\text{A}$ şi $i_{sat.}(380°\text{K}) = 585\ \mu\text{A}$:

$$E_{Acr} = 2\,750\ \text{V} \qquad \text{la} \quad T_a = 300°\text{K}$$

şi

$$E_{Acr} = 37{,}5\ \text{V} \qquad \text{la} \quad T_a = 380°\text{K}.$$

Evident, la $T_a = 300°\text{K}$ nu se va ajunge la tensiunea de 2 750 V, deoarece mult mai devreme apare fenomenul de multiplicare în avalanşă, de care nu s-a ţinut seamă pînă în prezent.

2. *Conducţia inversă cu efect de multiplicare*

Se va considera acum şi multiplicarea în avalanşă. În acest caz, efectele multiplicării în avalanşă se cumulează cu efectele termice, ducînd la o creştere mai pronunţată a curentului cu tensiunea.

În locul relaţiei (5) se va considera relaţia:

$$i_A = -M\,i_{sat.} = -\frac{1}{1-\left|\frac{u_A}{U_S}\right|^n}\,i_{sat.}, \qquad (18)$$

în care U_S este tensiunea de străpungere, de ordinul 25—100 V, iar n este un exponent experimental, cuprins între 3 şi 7 pentru joncţiuni cu germaniu.

Din (18) se vede că în jurul tensiuni de străpungere curentul creşte foarte mult. Se ajunge în mod sigur la puterea critică P_{cr} corespunzătoare temperaturii ambiante respective (fig. 2). Dacă temperatura ambiantă nu este prea mare,

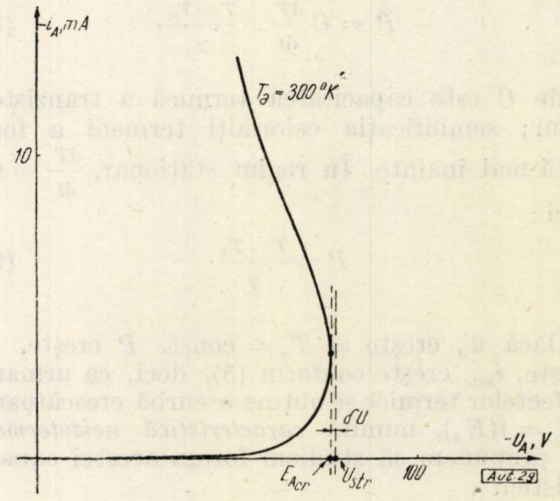


Fig. 4. Caracteristica neizotermă a unei joncţiuni *PN* în conducţie inversă ridicată experimental (în prezenţa efectului de multiplicare în avalanşă).

întoarcerea caracteristicilor se va obţine deci la o tensiune apropiată de cea de străpungere (fig. 4).

Diferenţa $\delta U = U_{str.} - E_{Acr}$ este foarte mică, dată fiind creşterea abruptă a coeficientului de multiplicare în avalanşă M, în apropiere de tensiunea de străpungere. Se obţin deci caracteristici cu întoarcere la $E_{Acr} \cong U_{str.}$ şi la curenţi mai mari.

Modul de trasare a acestor caracteristici este acelaşi cu cel descris la joncţiunea fără efect de multiplicare.

Pentru calculul parametrilor critici se consideră relaţiile (11) şi (12) care, ţinînd seamă de (18), devin:

$$\chi E_{Acr}\,M(E_{Acr})\,i_{sat.}(T_{cr}) = T_{cr} - T_a, \qquad (19)$$

$$\chi E_{Acr}\,M(E_{Acr})\,i_{sat.}(T_{cr})\left[\frac{m}{T_{cr}} + \frac{b}{T_{cr}^2}\right] = 1, \qquad (20)$$

de unde, prin împărţire, se obţine aceeaşi ecuaţie (15), care dă temperatura critică. Se menţine deci şi relaţia (16).

Curentul în punctul de întoarcere este:

$$|i_{Acr}| = M\,i_{sat.}(T_{cr}) = M \in i_{sat.}(T_a). \qquad (21)$$

Tensiunea în punctul de întoarcere se obţine din ecuaţia:

$$\chi \frac{E_{Acr}}{1-\left(\frac{E_{Acr}}{U_S}\right)^n} \in i_{sat.}(T_a) = \frac{T_a^2}{b}$$

sau (22)

$$\frac{E_{Acr}}{1-\left(\frac{E_{Acr}}{U_S}\right)^n} = \frac{\Delta T_{cr}(T_a)}{\in \chi i_{sat.}(T_a)} = \text{const.}\ (T_a).$$

Se poate da o rezolvare aproximativă a acestei ecuații. Dacă se ține seamă de considerațiile făcute se înlocuiește în (22):

$$E_{Acr} = U_S - \delta U,$$

unde: $$\delta U \ll U_S \qquad (23)$$

și se obține:

$$\frac{U_S - \delta U}{1-\left(1-\frac{\delta U}{U_S}\right)^n} \cong \frac{U_S}{n\frac{\delta U}{U_S}} = \text{const.}\,(T_a)$$

de unde:

$$\delta U = \frac{U_S^2}{n\,\text{const.}\,(T_a)} = \frac{U_S^2}{n} \cdot \frac{\epsilon\chi\, i_{sat.}\,(T_a)}{\Delta T_{cr}\,(T_a)}. \qquad (24)$$

La $T_a = 300°K$, $\chi = 0{,}4°C/mW$, $n = 3$,

$U_T = 100$ V, $i_{sat.}\,(300°K) = 5\ \mu A$,

se obține $\delta U = 1{,}21\ V \ll U_{str.}$.

În schimb, la $T_a = 380°K$ se obține:

$$\delta U = 88\ V,$$

comparabil cu $U_{str.}$, deci nu se mai poate aplica relația (24). S-a văzut însă că la această temperatură ambiantă întoarcerea caracteristicilor apare numai pe cale termică, la tensiunea de 37,5 V, pentru care efectele de multiplicare sînt neglijabile.

3. *Conducția directă*

În cazul alimentării diodei în sensul conducției, curentul crește exponențial cu tensiunea aplicată, după legea

$$i_A = i_{sat.}\,\epsilon^{\frac{eU_A}{kT}} = \text{const.}\ T^m \epsilon^{-\frac{b}{T}} \epsilon^{\frac{eU_A}{kT}} =$$

$$= \text{const.}\ T^m \epsilon^{-\frac{b'}{T}}, \qquad (25)$$

unde:

$$b' = b - \frac{e\,U_A}{kT}. \qquad (26)$$

Deoarece variația curentului cu tempratura este de aceeași formă ca și la joncțiunea în conducția inversă, se obțin și în acest caz caracteristici cu întoarcere. Coordonatele punctului de întoarcere se obțin din relațiile:

$$\chi U_{Acr}\ \text{const.}\ T_{cr}^m \epsilon^{-\frac{b'}{T_{cr}}} = T_{cr} - T_a, \qquad (27)$$

$$\chi U_{Acr}\ \text{const.}\ T_{cr}^m \epsilon^{\frac{b'}{T_{cr}}}\left(\frac{m}{T_{cr}} + \frac{b}{T_{cr}^2}\right) = 1, \qquad (28)$$

adică un sistem de tipul celui format de ecuațiile (13) și (14), deci se obține:

$$T_{cr} - T_a = \frac{T_a^2}{b'} = \frac{T_a^2}{b - \frac{\epsilon U_{Acr}}{k}}. \qquad (29)$$

Această relație nu poate servi la calculul temperaturii critice, deoarece U_{Acr} este necunoscut și depinde de T_a prin T_{cr}.

Pe baza relațiilor scrise, se pot trage următoarele concluzii privind caracteristicile statice în conducție directă:

1. Și în acest caz se obțin caracteristici cu întoarcere din cauza efectelor termice. Diferența dintre temperatura în punctul critic și temperatura ambiantă este mai mare decît în cazul alimentării inverse, conform relației (29).

Este posibil să nu se obțină caracteristici cu întoarcere, din cauza distrugerii termice a diodei înainte de a ajunge în punctul critic. (Din relația (29) rezultă diferențe de temperatură față de T_a, oricît de mari, dar temperatura joncțiunii nu poate depăși 85—100°C, pentru Ge, și 150°C, pentru Si.)

2. În cazul cînd se obțin caracteristici cu întoarcere, inegalitatea $\Delta T_{cr} \ll T_a$ se menține din motivele arătate, și după un calcul simplu se găsește:

$$i_{Acr} = \epsilon\, i_A\,(T_a, u_{Acr}). \qquad (30)$$

B. Tranzistorul cu joncțiuni

Considerăm un tranzistor în conexiunea cu baza comună, cu sensurile curenților și ale tensiunilor indicate în figura 5.

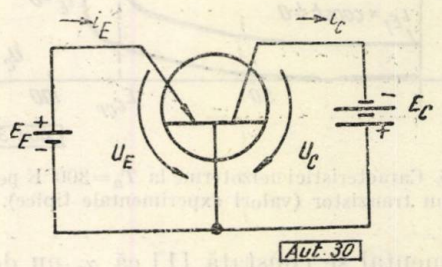


Fig. 5. Sensul curenților și al tensiunilor la tranzistoare.

Caracteristicile de intrare $i_E = f(U_{EB})$ la $U_C = \text{const.}$, fiind date de ecuația (3).

$$i_E = \frac{\text{const.}}{w} \epsilon^{\frac{e\,U_E}{kT}}, \qquad (31)$$

în care w este grosimea efectivă a bazei; rămîn valabile concluziile de la dioda semiconductoare în conducție directă. Se va urmări în continuare să se pună în evidență întoarcerea caracteristicilor de ieșire $i_c = f(U_{CB})$ prin efecte termice, cu aceleași neglijări ca și la diodă (nu se ține cont de efecte de suprafață, de efectul Zenner etc.).

Curentul total de colector are expresia:

$$i_c = M\,(\alpha_0\, i_E + i_{C0}), \qquad (32)$$

unde:

$$M = \frac{1}{1-\left[\frac{u_C}{U_{CS}}\right]^n} \tag{33}$$

şi

$$i_{C0} = \text{const.}\ T^m \epsilon^{-\frac{b}{T}}. \tag{34}$$

În expresia (32), α_0 este factorul de amplificare în curent static, iar i_E este format din curentul de goluri de emitor şi curentul foarte mic de electroni al joncţiunii emitor-bază.

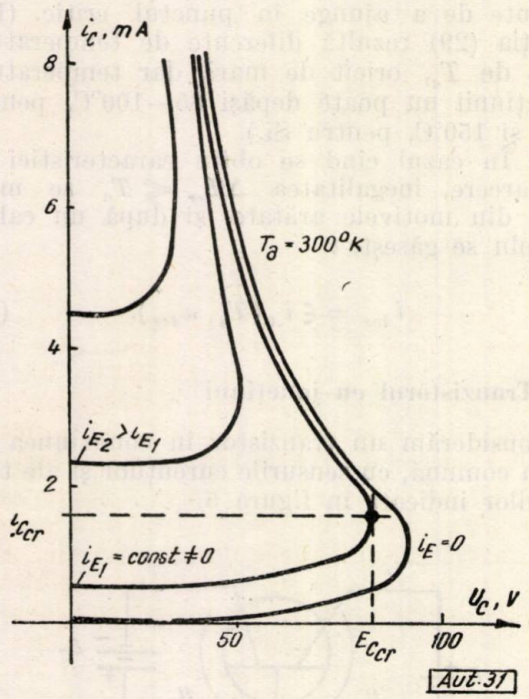


Fig. 6. Caracteristici neizoterme la $T_a = 300$ °K pentru un tranzistor (valori experimentale tipice).

Experimental se constată [1] că α_0 nu depinde de temperatură. Se vor studia caracteristici cu $i_E = \text{const.}$, deci temperatura va duce la modificarea curentului de colector numai prin i_{C0}, conform relaţiei (34).

În tranzistor se disipă putere, practic, numai în joncţiunea colector-bază, deci:

$$P_d = -u_C \cdot i_C = E_C M (\alpha_0 i_E + i_{C0}). \tag{35}$$

Scriind ecuaţia de echilibru termic (9) şi situîndu-ne la întoarcerea caracteristicilor, se obţine din ecuaţiile (11) şi (12):

$$XE_{Ccr} M (\alpha_0 i_E + \text{const.}\ T_{cr}^m \epsilon^{-\frac{b}{T_{cr}}}) = T_{cr} - T_a, \tag{36}$$

$$XE_{Ccr} M \text{ const.}\ T_{cr}^m \epsilon^{-\frac{b}{T_{cr}}} \left[\frac{mT_{cr}+b}{T_{cr}^2}\right] = 1. \tag{37}$$

Prin împărţirea celor două relaţii se obţine ecuaţia care dă temperatura critică:

$$T_{cr} - T_a = \frac{\alpha_0 i_E + i_{C0}}{i_{C0}} \cdot \frac{T_{cr}^2}{mT_{cr}+b}. \tag{38}$$

Ecuaţia (38) este transcendentă prin prezenţa lui $i_{C0}(T_{cr})$.

Se va nota:

$$\gamma(T_{cr}) = \frac{\alpha_0 i_E + i_{C0}}{i_{C0}} = 1 + \alpha_0 \frac{i_E}{i_{C0}(T_{cr})}, \tag{39}$$

şi se va căuta soluţia ecuaţiei de gradul II, considerînd γ ca un parametru.

Înlocuind în (38):

$$T_{cr} = T_a + \Delta T_{cr} \tag{40}$$

se obţine

$$\Delta T_{cr}^2(m-\gamma) + \Delta T_{cr}[b+(m-2\gamma)T_a] - \gamma T_a^2 = 0. \tag{41}$$

Acceptînd numai soluţia pozitivă, rezultă:

$$\Delta T_{cr} = \frac{b+(m-2\gamma)T_a}{2(m-\gamma)}\left[-1+\sqrt{1+\frac{4\gamma T_a^2(m-\gamma)}{[b+(m-2\gamma)T_a]^2}}\right], \tag{42}$$

relaţie utilă pentru evaluarea limitelor în care variază ΔT_{cr} dacă se cunoaşte domeniul de variaţie a raportului γ. Este interesant de observat că γ nu poate lua valori prea mari. În adevăr, discriminantul ecuaţiei (41) se anulează pentru:

$$\gamma_{max} = \frac{(b+mT_a)^2}{4bT_a} \cong \frac{b}{4T_a}. \tag{43}$$

Cu valorile uzuale considerate mai înainte ($b = 6\,000$°K), $T_a = 300$°K) rezultă $\gamma_{max} = 5$, deci γ este o mărime de ordinul unităţilor:

$$\gamma = 1 \div 5. \tag{44}$$

Cum $\alpha_0 \cong 1$, rezultă, conform (39) şi (44):

$$\frac{i_E}{i_{C0}(T_{cr})} \cong 0 \div 4 \tag{45}$$

deci, la întoarcerea caracteristicilor, curentul rezidual de colector devine de acelaşi ordin de mărime cu curentul de emitor, ca urmare a efectelor termice. Temperatura unei joncţiuni de germaniu nu poate depăşi valoarea $T \cong$ $\cong 380$°K, la care corespunde $i_{C0} = 585$ μA (presupunînd $i_{C0}(300\text{°K}) = 5$ μA). Deci, pentru curenţi de emitor, care depăşesc cîţiva miliamperi, nu se vor putea obţine caracteristici statice cu întoarcere, deoarece, înainte de a se ajunge în punctul de întoarcere, tranzistorul se distruge, datorită efectelor termice ireversibile.

În ceea ce priveşte tensiunea de colector, la care apare întoarcerea, se constată experimental o scădere a acesteia în prezenţa curentului de emitor faţă de cazul cînd $i_E = 0$ [5]. La aceeaşi concluzie se ajunge şi teoretic, făcînd următoarea observaţie: ecuaţia (38) se poate pune sub forma:

$$T_{cr} - (T_a + \gamma M E_{Ccr} \alpha_0 i_E) = \frac{T_{cr}^2}{mT_{cr}+b}, \tag{46}$$

care este identică cu ecuaţia (15) de la diodă, dacă se consideră o temperatură ambiantă :

$$T_a = T_a + \chi M E_{Ccr}\, \alpha_0\, i_E > T_a.$$

S-a observat, la diodă, că efectele creşterii temperaturii ambiante sînt creşterea diferenţei de temperatură ΔT_{cr}, şi scăderea tensiunii de întoarcere. Prezenţa curentului de emitor fiind echivalentă cu o creştere a temperaturii ambiante, efectele ei vor fi aceleaşi.

Concluzii

Studiind forma caracteristicilor curent-tensiune pentru diferite dispozitive semiconductoare, s-a arătat că, din cauza încălzirii joncţiunii, pe măsură ce creşte puterea disipată în ea, se poate să apară o întoarcere a acestor

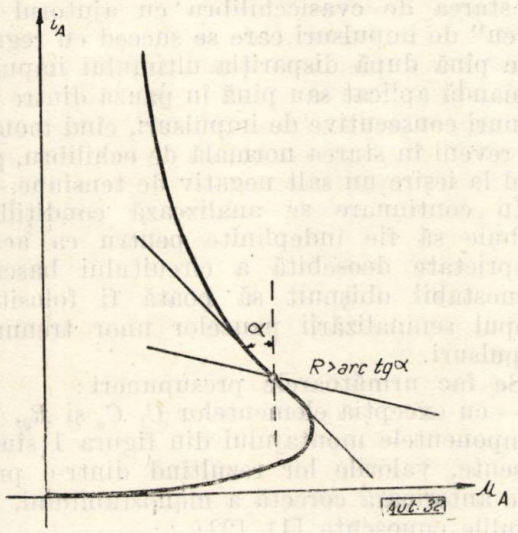


Fig. 7. Alegerea înclinării dreptei de sarcină pentru a obţine puncte de funcţionare stabile şi după punctul de întoarcere.

caracteristici, ceea ce duce la o instabilitate în cazul alimentării dispozitivului de la o sursă de tensiune cu rezistenţă internă, insuficient de mare. Se poate arăta [2] că punctele caracteristicii neizoterme sînt stabile şi dincolo de punctul de întoarcere, dacă se înseriază cu sursa de alimentare o rezistenţă R, mai mare decît contrapanta caracteristicii în punctul de inflexiune (fig. 7).

Se pune întrebarea : în ce măsură caracteristicile statice experimentale se apropie de cele izoterme, care se consideră de obicei în calcule?

La ridicarea caracteristicilor statice, mărimea care se poate păstra constantă prin termostatare este temperatura mediului ambiant, temperatura joncţiunii însă se stabileşte în fiecare punct de funcţionare la o valoare determinată de echilibrul termic dintre puterea disipată şi căldura cedată mediului înconjurător. Acest echilibru se stabileşte însă la altă temperatură în fiecare punct de funcţionare, deci caracteristicile statice experimentale sînt neizoterme. Ele se apropie mai mult sau mai puţin de cele izoterme, în funcţie de condiţiile de lucru. La alegerea modului de termostatare trebuie avute în vedere următoarele criterii.

1. Conform relaţiei (16) de la dioda semiconductoare în conducţie inversă şi cele similare ei, diferenţa maximă dintre temperatura joncţiunii şi temperatura ambiantă, într-un punct de funcţionare dinaintea întoarcerii, depinde de temperatura ambiantă T_a. De aici rezultă că, pentru o apropiere mai mare de caracteristicile izoterme, termostatarea trebuie să se facă la temperaturi coborîte.

2. Presupunînd o ridicare a caracteristicilor pînă în punctul de întoarcere, se obţine în acest punct :

$$P(u_{Acr}, i_{Acr}) = \frac{\Delta T_{cr}}{\chi} = \frac{T_a^2}{\chi b}. \qquad (47)$$

De aici rezultă o condiţie asupra modului de răcire : pentru a avea caracteristici statice stabile la puteri mai mari, este necesară o rezistenţă termică mică, deci o răcire bună. Din acest punct de vedere, o răcire în apă la 0°C este avantajoasă, faţă de răcirea în aer liber (recomandarea nu se referă, evident, la aplicaţiile industriale, ci la experienţa de laborator).

3. Trebuie precizat că, pentru a obţine caracteristici statice unice, trebuie aşteptată la fiecare măsurare stabilirea echilibrului termic. Folosind însă o metodă de ridicare în impulsuri a acestor caracteristici, se poate considera că joncţiunea rămîne, practic, la temperatura mediului ambiant, dacă durata impulsurilor este mult mai mică decît constanta de timp a stabilirii echilibrului termic. Reducerea duratei impulsurilor este însă limitată de efectele capacităţilor dispozitivelor semiconductoare, mai ales la cele cu joncţiuni plane. Rezultate experimentale în acest sens se dau în [6].

BIBLIOGRAFIE

[1] G. M. Avachianţ şi colab. : *Issledovanie nekotorîh effectov v moşcinîh germanievîh tranzistorah.* (Radiotehnika i elektronika, nr. 8, 1962, pag. 1 421.

[2] A. N. Matz : *Thermal turnover in Germanium PN Junctions.* (Procedings IEE, nov. 1962, pag. 555.

[3] M. Drăgănescu : *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* (Ed. Acad. R.P.R., Bucureşti,1962).

[4] A. I. Borisov : *Zavisimosti staticeskih voltampernîh harakteristik ploskostnîh triodov ot okrujaiuşcei temperaturî.* (Popuprovodnikovîe priborî i ih primenenie, vîp. II, p. 169).

[5] V. I. Samoilenko, I. I. Mezenţev : *K voprosu o teplovîh rejimah poluprovodnikovîh priborov.* (O primenenii emkosti p-n perehoda poluprovodnikovîh priborov v radiotehniceskih shemah, sbornik statei). Moskovskii aviaţionnîi institut, vîp. 150, p. 72, 1962.

[6] I. M. Senderuhin, P. V. Şaravschi : *K Issledovaniiu harakteristik germanievîh diodov.* (Fizika tverdogo tela, 1960, vol. II, nr. 7, p. 1 497.

Ing. E. CIOBANU

O proprietate a circuitului basculant monostabil

Un circuit basculant monostabil este un circuit care are însuşirea de a sta în repaus un timp nelimitat şi care, sub acţiunea unui semnal sub formă de impuls, trece într-o stare de cvasiechilibru în care au loc variaţii ce duc ulterior la un salt invers, spre starea iniţială. Într-un circuit basculant capacitiv, durata procesului de restabilire a stării iniţiale este determinată de parametrii proprii acestui dispozitiv : constanta de timp cu care se descarcă un condensator şi anumite potenţiale între care evoluează tensiunea la bornele sale.

Există mai multe variante ale circuitelor basculante monostabile, descrise pe larg în literatura de specialitate existentă. Pentru fixarea ideilor, în cele ce urmează se ia în considerare schema cu cuplaj catodic şi cu „grilă pozitivă" (partea din stînga liniei punctate a figurii 1), care este utilizată frecvent datorită avantajelor pe care le oferă.

De obicei, acest montaj este atacat fie cu impulsuri negative în anodul A_1, fie cu impulsuri pozitive în grila G_1. Pentru fiecare impuls (ascuţit) de comandă se obţine un impuls dreptunghiular pozitiv de tensiune la ieşire. Dacă durata regimului de cvasiechilibru (plus durata timpului de revenire) este mare faţă de intervalul dintre două impulsuri de atac consecutive, se obţine, după cum se ştie, ori o funcţionare nesigură, ori o diviziune de frecvenţă.

Circuitul monostabil mai poate fi atacat cu impulsuri negative pe grila tubului aflat în conducţie în starea de echilibru (G_2, fig. 1). În acest scop s-au ataşat circuitului clasic din figura 1 elementele situate în partea din dreapta liniei punctate. Impulsurile de comandă

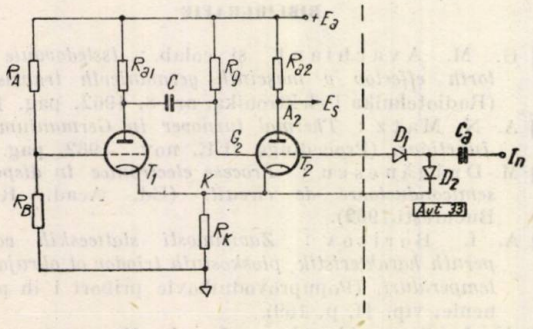


Fig. 1. Circuitul basculant monostabil cu dispozitiv de reîncărcare a condensatorului de cuplaj.

se aplică la borna de intrare In. Dacă valorile parametrilor din montaj se aleg astfel încît în timpul existenţei impulsului de atac condensatorul C să se încarce cu o cantitate oarecare de electricitate, iar în perioada dintre două impulsuri consecutive acest condensator să se descarce cel mult cu aceeaşi cantitate de electricitate, există posibilitatea ca circuitul monostabil să se menţină în starea de cvasiechilibru atît timp cît semnalele de comandă se succed cu regularitate. Este necesar numai ca potenţialul punctului G_2 să nu se ridice, în timpul descărcării condensatorului, deasupra potenţialului care marchează începutul conducţiei tubului T_2. Apare, aşadar, o însuşire remarcabilă a circuitului basculant monostabil, şi anume aceea de a putea fi acţionat şi menţinut în starea de cvasiechilibru cu ajutorul unui „tren" de impulsuri care se succed cu regularitate pînă după dispariţia ultimului impuls de comandă aplicat sau pînă în pauza dintre două trenuri consecutive de impulsuri, cînd montajul va reveni în starea normală de echilibru, generînd la ieşire un salt negativ de tensiune.

În continuare se analizează condiţiile ce trebuie să fie îndeplinite pentru ca această proprietate deosebită a circuitului basculant monostabil obişnuit să poată fi folosită în scopul semnalizării pauzelor unor trenuri de impulsuri.

Se fac următoarele presupuneri :

— cu excepţia elementelor C, C_a şi R_g, toate componentele montajului din figura 1 sînt cunoscute, valorile lor rezultînd dintr-o proiectare anterioară corectă a monostabilului, după regulile cunoscute [1], [2];

— impulsurile (negative) de comandă au o formă dreptunghiulară şi sînt grupate în „trenuri" separate prin pauze relativ mari;

— impedanţa de ieşire a generatorului de semnal este, practic, nulă;

— capacităţile condensatoarelor din schemă satisfac condiţia : $C_a \gg C$;

— durata procesului de basculare a circuitului monostabil este neglijabilă;

— capacităţile şi inductanţele parazite din montaj sînt nule.

Notaţiile care se folosesc au următoarele explicaţii :

E_{g0} este diferenţa de potenţial grilă-catod, necesară pentru tăierea conducţiei tubului T_2 ($E_{g0} < 0$);

U_i — mărimea impulsurilor de comandă ($U_i < < E_{g0}$);

U_{a1} — potenţialul anodului A_1, atunci cînd tubul T_1 conduce curent, imediat după basculare în starea de cvasiechilibru;

U_{k1}, U_{k2} — potenţialele din punctul K, corespunzătoare conducţiei tuburilor T_1, respectiv T_2;

U_t — cel mai ridicat potențial din punctul G_2, pentru care conducția tubului T_2 este blocată în mod sigur;

U_m — potențialul de polarizare a rezistenței din grila G_2 (fig. 1, $U_m = +E_a$);

U^* — cel mai coborît potențial atins de grila G_2;

U_j, U_s — potențialele între care variază tensiunea grilei G_2 în timpul desfășurării regimului stabil de încărcare-descărcare a capacității C ($U_j < U_s$);

R_{i1} — rezistența internă dinamică a tubului T_1;

r_i, r_d — rezistența inversă, respectiv directă, a diodei D_1;

R_{gk2} — rezistența grilă-catod a tubului T_2, cînd aceasta se află în stare de conducție;

i_{g2} — curentul de grilă al tubului T_2 în starea de echilibru;

μ_1 — factorul de amplificare a tubului T_1;

T_i — durata impulsurilor de comandă;

T_d — durata maximă de decalaj între impulsurile consecutive din același tren;

T_p — durata minimă de separație dintre două trenuri de impulsuri ($T_p > T_d$);

T_a — durata regimului tranzitoriu de descărcare a condensatorului C, începînd din momentul dispariției ultimului impuls dintr-un tren și pînă la atingerea potențialului de inițiere a conducției tubului T_2;

τ_i — constanta de timp de încărcare a condensatorului C prin dioda D_1;

τ_d — constanta de timp de descărcare a acestui condensator prin rezistența R_g^*.

În lipsa impulsurilor de atac, circuitul se află în starea de echilibru. La apariția primului semnal dintr-un tren de impulsuri succesive, monostabilul basculează, iar în anodul A_1 apare un salt negativ de tensiune: $U_{a1} - E_a$. În ipoteza că circuitul a fost proiectat în vederea funcționării normale ca circuit basculant monostabil, acest salt trebuie să fie suficient pentru a bloca conducția tubului T_2, adică:

$$U_{a1} - E_a < U_{k1} + E_{g0} - U_{k2} - R_{gk2} \cdot i_{g2}. \quad (1)$$

Pentru a acționa în mod sigur, semnalul de comandă satisface condiția:

$$U_i < U_{k1} + E_{g0} - U_{k2} - R_{gk2} \cdot i_{g2}. \quad (2)$$

Cele două mărimi U_i și $U_{a1} - E_a$, care satisfac aceeași condiție, pot avea un raport oarecare.

Imediat după basculare, potențialul grilei G_2 este determinat de maximul tensiunilor $|U_i|$ sau $|U_{a1} - E_a|$. Dacă $|U_i| < |U_{a1} - E_a|$, dioda D_1 este negativată și condensatorul C se descarcă, iar dacă $|U_i| < |U_{a1}| - E_a$, el se încarcă pe durata T_i a impulsului de atac. În momentul de sfîrșit al acestui impuls, potențialul grilei G_2 are o primă valoare U_j'. Din acest moment, condensatorul C se descarcă cu o constantă de timp τ_d, potențialul punctului G_2 ridicîndu-se exponențial spre U_m. Descărcarea durează un timp T_d, în urma căruia potențialul grilei ajunge la o valoare U_s'. Pe durata următorului impuls de comandă (dacă $|U_i| > |U_s' - U_{k1}|$), potențialul grilei G_2 coboară la o nouă valoare U_j'', apoi se urcă la U_s'' etc. Dioda D_2 are rolul de a reface componenta de curent continuu la borna de joncțiune a elementelor D_1 și C_a. După un timp suficient de lung se stabilește un regim staționar de încărcare-descărcare a condensatorului de cuplaj C, valorile succesive ale potențialelor U_j și U_s rămînînd, practic, constante. Pentru ca circuitul să rămînă în starea de cvasiechilibru este necesar ca potențialele U_s să fie inferioare potențialului de tăiere certă a conducției tubului T_2:

$$U_s < U_t. \quad (3)$$

Cu cît această inegalitate este mai pronunțată, cu atît montajul este menținut mai sigur în starea de cvasiechilibru.

Valorile stabile ale potențialelor U_j și U_s, între care variază tensiunea grilei G_2 pe durata pauzei dintre impulsuri, după un timp suficient de lung de la aplicarea semnalului de intrare, rezultă din următorul sistem de ecuații:

$$\tau \begin{cases} (U_j - U_m) \cdot e^{-\frac{T_d}{\tau_d}} + U_m = U_s; \\ (U_s - U_i - U_{k1}) \cdot e^{-\frac{T_i}{\tau_i}} + U_i + U_{k1} = U_j. \end{cases} \quad (4)$$

Prima ecuație descrie evoluția potențialului grilei G_2 în timpul descărcării condensatorului C, iar cea de-a doua exprimă variația sarcinii acestui condensator pe durata existenței impulsului de încărcare.

În figura 2 a fost reprezentată, printr-o linie continuă groasă, variația potențialului punctului G_2 în timpul aplicării la intrare a unui tren format din cinci impulsuri, care a fost desenat separat în partea superioară a figurii. În figură se văd nivelele diferitelor potențiale din montaj, precum și curbele exponențiale după care se desfășoară procesele tranzitorii.

Soluția sistemului de ecuații (4) este dată de relațiile:

$$U_s = U_i + U_{k1} + (U_m - U_i - U_{k1}) \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_d}{\tau_d}}}{1 - e^{-\left(\frac{T_d}{\tau_d} + \frac{T_i}{\tau_i}\right)}}; \quad (5)$$

$$U_j = U_m - (U_m - U_i - U_{k1}) \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_i}{\tau_i}}}{1 - e^{-\left(\frac{T_d}{\tau_d} + \frac{T_i}{\tau_i}\right)}}. \quad (6)$$

---

* Valorile constantelor de timp τ_i și τ_d se pot calcula cu ajutorul formulelor:

$$\tau_i = C \left\{ \frac{R_{a1}\,[R_{i1} + (1+\mu_1)\,R_k]}{R_{a1} + R_{i1} + (1+\mu_1)\,R_k} + \frac{R_g \cdot r_d}{R_g + r_d} \right\} \simeq C\,R_{a1};$$

$$\tau_d = C \left\{ \frac{R_g \cdot r_i}{R_g + r_i} + \frac{R_{a1}\,[R_{i1} + (1+\mu_1)\,R_k]}{R_{a1} + R_{i1} + (1+\mu_1)\,R_k} \right\} \simeq C\,R_g.$$

Din relaţiile (3) şi (5) se deduce condiţia necesară pentru ca circuitul să se menţină în

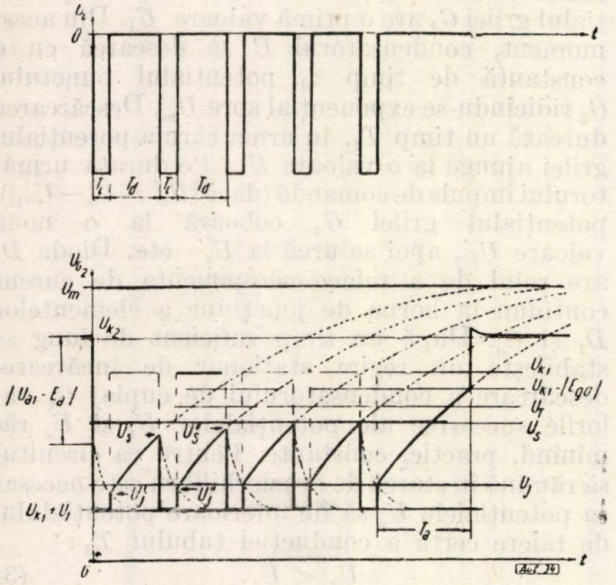


Fig. 2. Variaţia potenţialului grilei G_2 la aplicarea unui tren format din cinci impulsuri dreptunghiulare.

starea de cvasiechilibru un timp îndelungat. Această condiţie este dată de relaţia :

$$\frac{U_T - U_i - U_{k1}}{U_m - U_i - U_{k1}} \geqslant \frac{1 - e^{-\frac{T_d}{\tau_d}}}{1 - e^{-\left(\frac{T_d}{\tau_d} + \frac{T_i}{\tau_i}\right)}}. \qquad (7)$$

În expresia arătată s-a introdus şi posibilitatea egalităţii celor două rapoarte, întrucît potenţialul U_T poate fi ales astfel încît să se excludă eventualitatea unei funcţionări nesigure cu ajutorul relaţiei :

$$U_T = U_{k1} - k \cdot |E_{g0}|, \qquad (8)$$

unde k este un coeficient de siguranţă (supraunitar).

Condiţia (5) nu este suficientă pentru a asigura o funcţionare corespunzătoare scopului propus. După dispariţia primului impuls din trenul aplicat la intrare, potenţialul grilei G_2 trebuie să fie inferior sau cel mult egal cu U_j dat de relaţia (6), în caz contrar, valoarea U_s' urmînd a fi şi ea superioară lui U_s din ecuaţia (5) şi, prin urmare, inegalitatea (3) — care se referă la oricare dintre potenţialele de la sfîrşitul perioadei de descărcare — s-ar putea să nu mai fie satisfăcută. Primul impuls de atac va fi capabil să coboare potenţialul grilei la U_j (6), dacă în momentul iniţial saltul de tensiune din anodul A_1 determină în punctul G_2 un potenţial inferior sau cel mult egal cu U_s dat de relaţia (5). Cum U_s este supus restricţiei (3), rezultă că circuitul trebuie să fie corect proiectat anterior, în sensul că saltul de tensiune din anodul A_1, la basculare, să fie apt pentru a suprima în mod sigur conducţia tubului T_2. În această ipoteză, condiţia necesară (7) devine şi suficientă pentru a asigura menţinerea montajului în starea de cvasiechilibru în timpul existenţei unui tren de impulsuri oricît de lung.

După dispariţia ultimului impuls dintr-un tren, condensatorul C se descarcă, iar potenţialul grilei G_2 atinge pragul de iniţiere a conducţiei tubului T_2, $U_{k1} - |E_{g0}|$, după un timp T_a. Pentru un tren suficient de lung, mărimea lui T_a se calculează aşa cum se calculează durata regimului de cvasiechilibru în cazul unui oscilator de relaxare monostabil obişnuit, cu deosebirea că valoarea iniţială a potenţialului grilei G_2 se consideră a fi U_j şi nu cea corespunzătoare saltului din anodul A_1. Rezultă :

$$T_a = \tau_d \cdot \ln \frac{U_m - U_j}{U_m - U_{k1} + |E_{g0}|}. \qquad (9)$$

Pentru ca circuitul să revină în starea de echilibru în timpul T_p şi a semnaliza astfel pauza dintre două trenuri consecutive de impulsuri, trebuie ca :

$$T_a < T_p. \qquad (10)$$

Este recomandabil ca ultima inegalitate să fie satisfăcută acoperitor (de exemplu, $T_a = 0{,}5\ T_p$), atît pentru a se preveni efectul variaţiei surselor de alimentare sau efectele variaţiei parametrilor tuburilor electronice, cît şi pentru a se asigura timpul de revenire din starea de cvasiechilibru în cea de repaus, timp în care condensatorul C se încarcă la tensiunea normală $E_a - U_{k1} - R_{gk2} \cdot i_{g2}$, şi care, cu toate că este mic în comparaţie cu T_a, poate conta atunci cînd inegalitatea (10) este realizată la limită.

În cazul aplicării la intrare a unor trenuri scurte de impulsuri (în comparaţie cu durata timpului de stabilire a regimului stabil de încărcare-descărcare a condensatorului C) şi dacă saltul de tensiune din anodul A_1 este mare faţă de amplitudinea impulsului de atac, durata T_a va fi mai mare decît cea determinată de relaţia (9). În particular, dacă trenul este compus dintr-un singur impuls, relativ îngust, durata regimului de cvasiechilibru, aproximativ egală cu T_a, va fi aceeaşi cu cea a unui circuit basculant monostabil obişnuit.

Deoarece condiţia (10) se referă la cea mai mare valoare a lui T_a, pentru cazul cel mai defavorabil se poate lua :

$$T_a = \tau_d \cdot \ln \frac{U_m - U^*}{U_m + |E_{g0}| - U_{k1}}, \qquad (9')$$

unde :

$$U^* = \min. [U_{k1} + U_i ;\ U_{k2} - |U_{a1} - E_a|]$$

şi astfel condiţia (10) devine valabilă pentru orice lungime a trenului de semnal aplicat la intrare. Argumentul logaritmului natural din relaţia (9') fiind constant, rezultă că T_a depinde numai de τ_d şi creşte o dată cu acesta.

Din relaţiile (6), (9) şi (10) se obţine :

$$T_p > \tau_d \ln \left[\frac{U_m - U_i - U_{k1}}{U_m - U_{k1} + |E_{g0}|} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_i}{\tau_i}}}{1 - e^{-\left(\frac{T_i}{\tau_i} + \frac{T_d}{\tau_d}\right)}} \right], \quad (11)$$

relaţie care indică valoarea minimă a intervalului T_p sesizat de circuitul descris, între trenuri lungi de impulsuri.

Fiind dat circuitul — cu excepţia condensatorului C şi a rezistenţei R_g — precum şi caracteristicile semnalului de intrare (U_i, T_i, T_d şi T_p), se poate pune problema determinării celor două necunoscute. Soluţia se obţine cu ajutorul relaţiilor (7) şi (11). Există posibilitatea ca problema de dimensionare să nu aibă soluţie, întrucît valoarea capacităţii C este limitată inferior, datorită capacităţilor parazite din montaj, iar valoarea rezistenţei R_g poate fi limitată, atît inferior, cît şi superior, din cauza curenţilor grilei G_2. După stabilirea valorilor C şi R_g se determină mărimea condensatorului de atac C_a, astfel încît să se respecte premisa $C_a \gg C$. Problema inversă, de stabilire a parametrilor limită ai semnalului apt pentru a comanda o funcţionare corectă a circuitului, are soluţie întotdeauna.

În analiza făcută s-a neglijat efectul variaţiei tensiunii din catod asupra potenţialului de tăiere a conducţiei tubului T_2, avînd în vedere faptul că se poate alege un coeficient de siguranţă k convenabil.

În cele prezentate s-au stabilit condiţiile de funcţionare a circuitului basculant monostabil ca detector al pauzelor unui semnal constînd în trenuri de impulsuri dreptunghiulare. Esenţa fenomenelor nu se modifică atunci cînd forma impulsurilor de atac diferă de cea dreptunghiulară, fiind , de exemplu, triunghiulară, trapezoidală sau reprezentînd semialternanţe ale unei curbe sinusoidale etc. Rezultatele obţinute pot fi folosite şi pentru scheme diferite de cea reprezentată în figura 1. Astfel, în cazul schemei „cu grila la catod" se face $U_m = U_k$ în relaţiile stabilite anterior, iar pentru montajul fără cuplaj catodic se face $U_k = 0$. De asemenea, dacă U_m nu este egal nici cu U_k, nici cu E_a, ci are o valoare oarecare, se face înlocuirea corespunzătoare.

Proprietatea studiată a circuitului monostabil a fost verificată experimental şi în prezent este folosită în maşina de calcul CIFA—101 în scopul detectării pauzei canalului de control al dispozitivului de memorizare pe cilindrul magnetic. Acest canal furnizează un semnal care se prezintă sub forma unor trenuri compuse din cîte 2 048 de impulsuri, ce se succed cu o frecvenţă de aproximativ 100 kHz. Forma unui impuls este aproximativ trapezoidală, cu o durată — la bază — de 0,7—0,8 μs şi cu durate ale fronturilor de 0,2—0,25 μs. Durata pauzei dintre trenurile de impulsuri este de circa 150 μs. Revenirea circuitului în starea de echilibru are loc la mijlocul pauzei. Generatorul de semnal constă într-un montaj de tipul dublu-repetor catodic, care atacă şi alte circuite din maşina de calcul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Meerovici, L. A. şi Zelicenco, L. G. *Tehnica impulsurilor*. Bucureşti, Editura tehnică, 1958.
[2] Chance, B., Hughes, V. şi colab. *Waveforms*. New York, McGraw-Hill, 1949.

Ing. W. ROISMAN

Traductor deplasare-curent continuu, realizat pe principiul echilibrării deplasărilor

Automatizarea şi telemecanizarea pe scară largă a unui număr mare de obiective industriale fac necesară măsurarea continuă a multor parametri şi transformarea indicaţiilor într-o mărime convenabilă pentru un domeniu larg de aplicaţii. Existenţa unei astfel de mărimi are drept scop reducerea numărului şi varietăţii instrumentelor indicatoare, precum şi transmiterea comodă şi precisă a indicaţiilor la distanţă; de asemenea, această mărime trebuie să reprezinte parametrul de intrare a blocurilor regulatoare din cadrul diferitelor sisteme de reglare automată. Pentru toate aplicaţiile enumerate mai sus este foarte comodă adoptarea, în calitate de mărime unificată de ieşire, a unui curent continuu. Într-adevăr, cele mai comode instrumente indicatoare sînt miliampermetrele de curent continuu; transmiterea curentului continuu se poate face cu o precizie suficientă pînă la distanţe destul de mari, pe circuite fizice variate (cabluri telefonice, linii aeriene etc.), iar blocurile regulatoare din majoritatea sistemelor moderne de reglare automată au drept mărime de intrare un curent continuu.

Printre mărimile fizice care trebuie telemăsurate sau automatizate o categorie importantă o constituie deplasările şi mărimile care sînt transformate de traductoarele primare convenţionale în deplasări. În această categorie intră

presiunile, presiunile diferenţiale, debitele, nivelele, la care majoritatea traductoarelor primare furnizează drept mărime de ieşire o deplasare cvasirectilinie, care apoi este transformată într-o indicaţie a unui ac pe o scară gradată. Cazul cel mai tipic este cel al presiunilor, la care atît în cazul manometrelor cu tub Bourdon, cît şi în cazul manometrelor cu burduf sau membrană, presiunea este iniţial transformată într-o deplasare rectilinie.

Din cele arătate rezultă în mod evident utilitatea unui dispozitiv care să efectueze traducerea unei deplasări rectilinii într-un curent continuu. Principalele condiţii pe care trebuie să le îndeplinească un astfel de traductor sînt :

a) forţa necesară pentru antrenarea organului mobil al traductorului să fie suficient de mică, pentru ca dispozitivul să poată fi acţionat de traductoare primare foarte sensibile;

b) relaţia dintre deplasare şi curentul continuu de ieşire să fie liniară, pentru a se putea asigura utilizarea unui număr mic de instrumente indicatoare pentru un număr mare de mărimi primare, precum şi interschimbabilitatea instrumentelor indicatoare. De asemenea, utilizarea curentului continuu drept mărime de intrare a blocurilor regulatoare în sistemele de reglare automată necesită existenţa unei astfel de relaţii liniare. Această condiţie îşi are semnificaţia, în special, în aplicaţiile în care traductoarele primare asigură şi ele o relaţie liniară între mărimea primară şi deplasare, ceea ce este cazul pentru majoritatea aplicaţiilor enumerate;

c) curentul continuu de ieşire trebuie să fie practic independent de valoarea rezistenţei de sarcină, pentru a se asigura transmiterea precisă la distanţă a indicaţiilor, pe canale fizice ai căror parametri pot varia, precum şi pentru

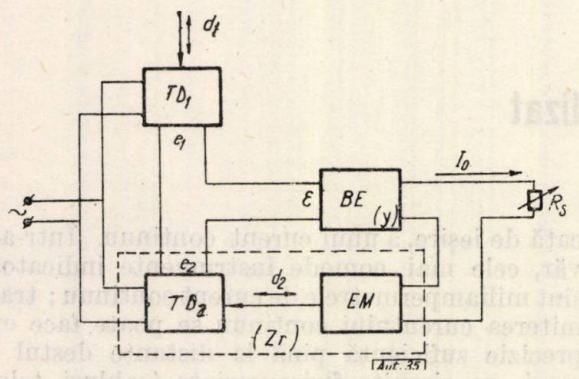


Fig. 1. Schema-bloc a traductorului deplasare-curent continuu :

TD_1, TD_2 – traductoare intermediare din deplasare în tensiune electrică alternativă; BE – bloc electronic de amplificare şi detecţie; EM – dispozitiv electromecanic.

a fi independent de numărul şi tipul instrumentelor indicatoare şi înregistratoare utilizate.

În cadrul lucrărilor efectuate în scopul elaborării unui sistem unficat, electronopneumatic, de reglare automată a proceselor industriale [1], [3] a fost studiată problema unor astfel de traductoare. Printre variantele cercetate este şi aceea a unui traductor deplasare-curent continuu, realizat pe principiul echilibrării deplasărilor.

Schema-bloc a acestui traductor este reprezentată în figura 1.

Funcţionarea sistemului se bazează pe compararea continuă a deplasărilor d_1 şi d_2, de la intrarea celor două traductoare identice de deplasare TD_1 şi TD_2. Deplasarea d_1 reprezintă mărimea de intrare a traductorului, iar deplasarea d_2, o formă intermediară a mărimii de reacţie. Prin compararea tensiunilor alternative e_1 şi e_2, de la ieşirea traductoarelor intermediare, se obţine tensiunea de abatere ε; această tensiune este amplificată şi detectată în blocul electronic BE, dînd naştere curentului continuu I_0, care reprezintă atît mărimea de ieşire a traductorului, cît şi cea de reacţie. Curentul I_0, proporţional cu abaterea sistemului, comandă, prin intermediul dispozitivului electromecanic EM, poziţia organului mobil al traductorului TD_2, astfel încît cele două deplasări să se echilibreze, şi abaterea sistemului să fie redusă la minimum; în felul acesta, deplasarea d_2 urmăreşte în permanenţă deplasarea d_1.

Notînd cu Y — admitanţa de transfer a sistemului în buclă deschisă; cu Y' — aceeaşi admitanţă în buclă închisă, iar cu Z_r — impedanţa de transfer a blocului de reacţie şi considerînd relaţiile :

$$I_0 = Y\varepsilon \tag{1}$$

$$I_0 = Y'e_1, \tag{2}$$

rezultă :

$$Y' = \frac{Y}{1+YZ_r}. \tag{3}$$

Pe de altă parte, punînd condiţia ca traductoarele de deplasare să aibă caracteristici liniare :

$$e_1 = k_1 d_1 \tag{4}$$

$$e_2 = k_2 d_2, \tag{5}$$

ecuaţia (2) devine :

$$I_0 = Y' k_1 d_1 = \frac{k_1 Y}{1+YZ_r} d_1. \tag{6}$$

Din această ecuaţie se vede că pentru a realiza o funcţie de transfer deplasare-curent continuu, care să fie atît liniară, cît şi independentă de parametrii blocului electronic, este necesar ca :

$$YZ_r \gg 1, \tag{7}$$

$$Z_r = ct, \tag{8}$$

deci şi blocul de reacţie trebuie să aibă o caracteristică liniară şi stabilă. În acest caz :

$$I_0 \cong \frac{k_1}{Z_r} d_1 = k d_1. \qquad (9)$$

Ecuaţia (7) permite determinarea valorii necesare a admitanţei de transfer a blocului electronic. Considerînd că o reacţie negativă globală de 99,5% permite obţinerea unor performanţe bune, rezultă :

$$Y \geqslant \frac{200}{Z_r}. \qquad (10)$$

În această ecuaţie :

$$Z_r = \frac{e_2}{I_0} = \frac{k_2 d_2}{I_0} = \frac{k_2 F_{EM}(I_0)}{I_0}, \qquad (11)$$

unde $F_{EM}(I_0)$ este funcţia de transfer a dispozitivului electromecanic. Ţinînd însă seama de condiţia impusă prin ecuaţia (8), se poate scrie că funcţia de transfer a dispozitivului electromecanic este de forma :

deci :

$$F_{EM}(I_0) = k_{EM} I_0,$$

$$Z_r = k_2 k_{EM}. \qquad (11')$$

În felul acesta amplificarea blocului electronic va trebui să satisfacă condiţia :

$$Y \geqslant \frac{200}{k_2 k_{EM}}, \qquad (10')$$

coeficienţii k_2 şi k_{EM} fiind definiţi la analiza blocurilor respective (traductorul intermediar de deplasare şi dispozitivul electromecanic).

Aceste două blocuri au fost analizate anterior [2], astfel încît nu vor fi descrise decît pe scurt.

Traductorul de deplasare *TD* este realizat pe principiul unui transformator diferenţial cu miez mobil. Transformatorul este format dintr-o înfăşurare primară şi două înfăşurări secundare, legate în opoziţie. Cînd variază poziţia miezului mobil (la apariţia deplasării *d*) variază cuplajul între primar şi fiecare dintre cele două secundare, producîndu-se astfel o variaţie a tensiunii secundare rezultante *e*. Performanţele principale ale traductorului de deplasare, în cadrul regimului de utilizare din aplicaţia studiată, sînt :

— mărimea de intrare : o deplasare de maximum 3 mm ;

— mărimea de ieşire maximă : o tensiune alternativă de 550 mV ;

— alimentarea : un curent de 90 mA, 50 Hz ;

— sensibilitatea : 180 mV/mm k_1 sau k_2 ;

— liniaritatea caracteristicii deplasare — tensiune : mai bună de $\pm$ 0,25% ;

— zeroul fals (corespunzător unei poziţii simetrice a miezului faţă de cele două secundare), mai mic de 5 mV.

Dispozitivul electromecanic *EM* este realizat pe baza dispozitivului magnetoelectric din blocul ASP [2]. Deoarece în aplicaţia descrisă în acest articol, nu există reacţia negativă

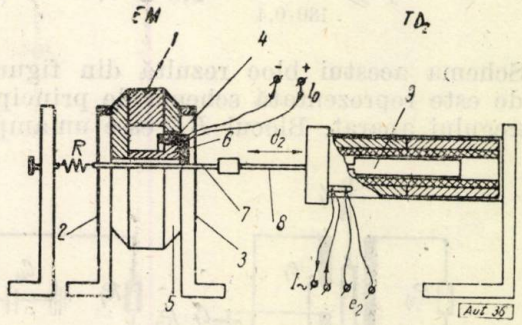


Fig. 2. Ansamblul format prin cuplarea mecanică a dispozitivului electromecanic cu traductorul intermediar.

pneumatică, deplasarea organului mobil nu este limitată la ordinul zecilor de microni, ci atinge valoarea de 3 mm.

Celelalte performanţe sînt :

— mărimea de intrare I_0 : un curent continuu de 2—10 mA ;

— liniaritatea caracteristicii curent-deplasare mai bună de $\pm$ 0,5% ;

— sensibilitatea k_{EM}: aproximativ 0,4 mm/mA.

Cuplarea mecanică între cele două blocuri descrise mai sus, precum şi funcţionarea ansamblului astfel realizat rezultă din figura 2.

Datorită interacţiunii dintre curentul continuu I_0, care parcurge bobina mobilă a sistemului magnetoelectric, şi fluxul magnetic creat de magnetul permanent *1*, echipajul mobil se deplasează în lungul axei orizontale pe o distanţă d_2. Membranele *2* şi *3* permit deplasarea fără frecări a bobinei mobile *4* în interiorul întrefierului sistemului magnetic format de armătura *5* şi piesa polară *6*. În mişcarea sa, bobina antrenează axul *7*, care este cuplat cu tija *8*. La rîndul ei tija *8* este rigid cuplată cu miezul mobil *9* al transformatorului diferenţial. În felul acesta variaţia curentului I_0 provoacă o variaţie a dezechilibrului e_2 de la ieşirea lui TD_2. Deoarece miezul mobil *9* se deplasează într-un plan orizontal, prin alunecare în interiorul unui tub de ghidare, de sticlă, frecarea este foarte mică. Forţa necesară pentru antrenarea miezului mobil este de ordinul a 1,5 g. Resortul *R* constituie elementul de reglaj, care permite ajustarea pantei caracteristicii de transfer curent-deplasare.

Ultimul bloc din cadrul schemei reprezentate în figura 1 este blocul electronic *BE*. Acest bloc asigură amplificarea tensiunii alternative de abatere ε, precum şi detecţia ei astfel încît să furnizeze la ieşire curentul continuu de ieşire şi de reacţie I_0. Amplificarea acestui bloc, exprimată sub forma unei admitanţe de transfer, trebuie să satisfacă condiţia (10').

Ţinînd seamă de valorile definite ulterior pentru coeficienţii k_2 şi k_{EM}, valoarea admitanţei de transfer trebuie să fie :

$$Y \geqslant \frac{200}{180 \cdot 0{,}4} = 2{,}8 \text{ A/V.} \qquad (10'')$$

Schema acestui bloc rezultă din figura 3, unde este reprezentată schema de principiu a întregului aparat. Blocul *BE* este un amplificator cu cinci etaje, complet tranzistorizat. Primul etaj este un amplificator cu cuplaj *R C*, iar al doilea etaj este un amplificator cu cuplaj prin transformator. Cel de-al treilea etaj este un amplificator-detector sensibil la fază. Alimentarea sa în circuitul de colector se face de la aceeaşi tensiune cu care sînt alimentate înfăşurările primare ale celor două traductoare intermediare de deplasare. Circuitele de alimentare sînt astfel concepute încît tensiunile de bază şi de colector să fie practic în fază sau în antifază, fără alte defazaje parazite. Acest etaj elimină complet semnalul de ieşire corespunzător fazei incorecte, situaţie care apare în cazul unor perturbaţii care provoacă depăşirea momentană a mărimii de intrare de către mărimea de reacţie; prin aceasta se înlătură tendinţa unei autoexcitaţii de curent continuu, care ar duce la blocarea sistemului într-o poziţie de saturaţie. De asemenea, caracterul sensibil la fază al acestui etaj permite eliminarea influenţei zeroului fals al traductoarelor intermediare. Ultimele două etaje ale blocului electronic reprezintă un amplificator de curent continuu.

Toate etajele amplificatorului sînt prevăzute cu reacţii negative locale care, împreună cu reacţia negativă globală, asigură o funcţionare stabilă, independentă de variaţia caracteristicilor elementelor montajului sau a parametrilor exteriori. În felul acesta toate tensiunile de alimentare sînt nestabilizate, iar rezistenţa de sarcină poate varia în limite largi. Rezistenţa de sarcină este formată din înfăşurarea bobinei mobile a sistemului magnetoelectric (1 500 Ω)

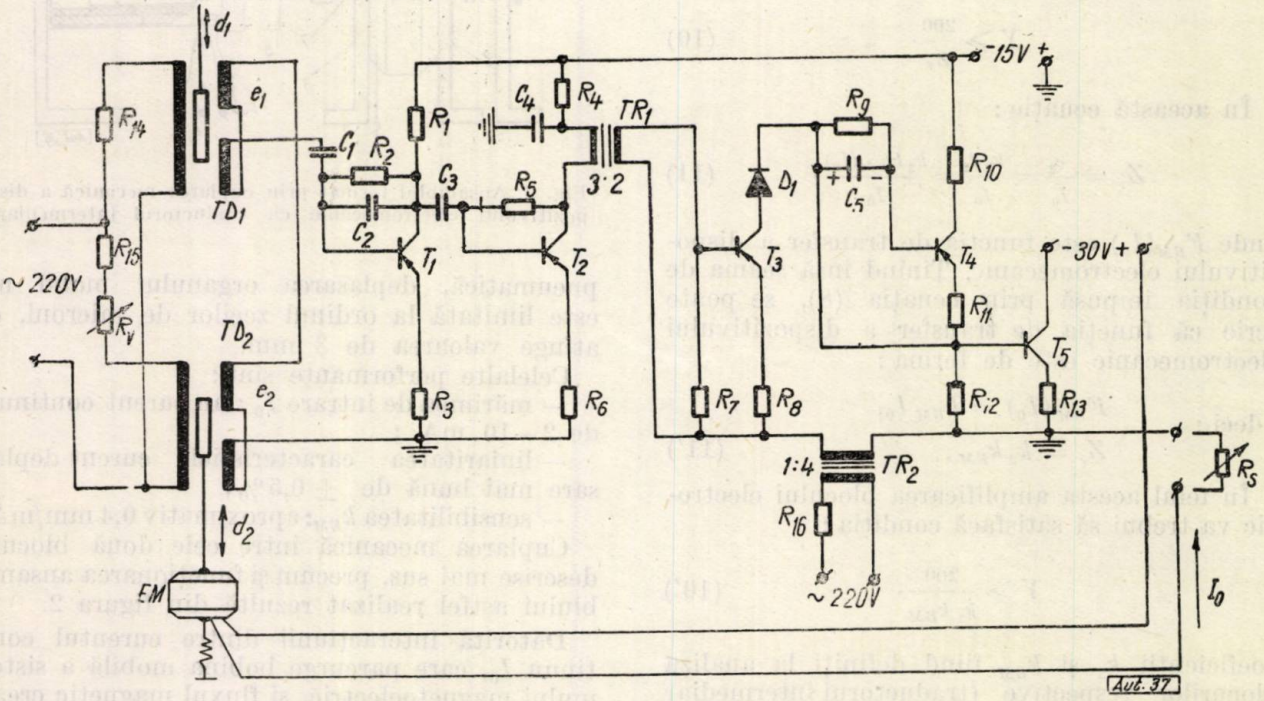


Fig. 3. Schema de principiu a traductorului deplasare-curent continuu :
T_1, T_2, T_3 T_4 – tranzistoare EFT–323; T_5 – tranzistor II 26; *D* – diodă D2E.

şi dintr-o rezistenţă exterioară (R_s = 0–1 000 Ω). Rezistenţa exterioară poate fi un instrument indicator sau înregistrator, cu sau fără linie de transmisiune, rezistenţa de intrare a blocului regulator din cadrul unui sistem de reglare automată sau orice combinaţie între acestea.

Amplificatorul descris asigură obţinerea unei admitanţe de transfer de 3,4 A/V, ceea ce este acoperitor în ceea ce priveşte îndeplinirea condiţiei (10'') şi reprezintă o reacţie negativă globală de 99,565%.

Datele şi performanţele traductorului deplasare-curent, descris, sînt :

— mărimea de intrare : o deplasare de 0–3 mm;

— mărimea de ieşire : un curent continuu de 2–10 mA;

— liniaritatea caracteristicii deplasare-curent ± 1%;

— eroarea datorită fenomenului de histerezis, mai mică de ±1%;

— erorile adiţionale, datorite variaţiei tensiunii de alimentare, variaţiei frecvenţei sau

rezistenței sarcinii exterioare, mai mici decît ± 0,5%.

Trebuie remarcat că, datorită principiului de funcționare, nu este necesară nici o tensiune de alimentare stabilizată. Acest lucru este important, în special, în ceea ce privește alimentarea traductoarelor intermediare de deplasare; ele pot fi alimentate direct de la rețeaua de curent alternativ cu condiția ca ambele traductoare să fie alimentate de la aceeași rețea.

Principalele dificultăți și dezavantaje ale unui traductor de tipul celui descris sînt de natură mecanică. Ele sînt legate, pe de o parte, de calitatea membranelor dispozitivului electromecanic *EM*, iar pe de altă parte de finețea și robustețea cuplării mecanice dintre acest dispozitiv și traductorul intermediar de deplasare. Principalele caracteristici ale membranelor: liniaritatea caracteristicii forță-deplasare, fenomenul de histerezis mecanic, reproductibilitatea caracteristicii în domeniul deplasărilor mici, precum și domeniul de deplasări în care nu apar deformații permanente, depind atît de materialul utilizat, cît și de realizarea constructivă și de procedeele tehnologice utilizate.

Îmbunătățirea acestor caracteristici, ca și perfecționarea sistemului de cuplare mecanică în sensul micșorării frecărilor, pot permite reducerea erorii de liniaritate mult sub ±1%, precum și micșorarea substanțială a erorii datorite fenomenului de histerezis.

În felul acesta, în ciuda problemelor mecanice delicate amintite mai sus, simplitatea soluției electronice și performanțele globale obținute asigură acestui traductor un cîmp destul de larg de aplicații.

BIBLIOGRAFIE

[1] Herșcovici, H., Călușiță, M., Roisman, W., Nica, L. și Mărcuț, I. *Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* În: Automatica și electronica **6**, nr. 1, ian—feb 1962, p. 4—11; nr. 2, mart—apr 1962, p. 41—48.

[2] Herșcovici, H., Roisman, W. și Mărcuț, I. *Traductoare și convertoare presiune-curent și curent-presiune, pentru utilizare în instalații de reglare automată.* În: Automatica și electronica **7**, nr. 4, iul—aug 1963, p. 166—173.

[3] Herșcovici, H., Călușiță, M., Mărcuț, I., Nica, L., Roisman, W. și Șerban, R. *Sistem unificat electrono pneumatic CRA—160.* În: Lucrări prezentate la a treia sesiune tehnico-științifică — ICET, II, p. 3—53.

Ing. AURICĂ RADU

Generatoare magnetice pentru impulsuri de mare putere

Generatoarele magnetice pentru impulsuri de mare putere, GMIP, cunosc în ultimul timp o dezvoltare tot mai largă, datorită avantajelor pe care le prezintă în comparație cu generatoarele de impulsuri de mare putere clasice, GIP [1], [2].

GMIP sînt o variantă a GIP în care elementul comutator ionic este înlocuit cu unul magnetic, o inductanță neliniară, ceea ce face posibilă construirea unor generatoare de impulsuri simple, sigure în funcționare și cu durată de viață practic nelimitată.

Posibilitatea folosirii elementelor magnetice neliniare ca elemente de comutare în generatoarele de impulsuri de mare putere a fost întrevăzută, pentru prima oară în 1940, de W. S. Melville în timpul experimentării unor transformatoare de impulsuri, care lucrau în regim de saturație puternică. Rezultatele teoretice și experimentale obținute de W. S. Melville au fost publicate abia în 1951 [3]. Întîrzierea publicării rezultatelor s-a datorat atît unor considerente de ordin militar, cît și greutăților întîmpinate în obținerea unor materiale magnetice cu proprietăți adecvate.

O dată cu rezolvarea problemei materialelor magnetice, GMIP au devenit un concurent serios al generatoarelor de impulsuri clasice, și după 1951 apar numeroase lucrări care încearcă sistematizarea teoriei [4], [5] sau abordează o serie de probleme de calcul al GMIP [6] — [16].

În prezent nu există o lucrare monografică privind generatoarele magnetice pentru impulsuri de mare putere, multe probleme și posibilități de folosire ale acestora fiind încă nestudiate.

Lucrarea de față își propune să prezinte aspectele generale ale teoriei GMIP și să arate avantajele acestora, comparîndu-le cu GIP clasice.

1. Pulsactorul

Elementele magnetice neliniare sînt folosite și în alte domenii ale tehnicii, ca: amplificatoare, multiplicatoare de frecvență etc. Datorită regimului de lucru specific în ceea ce privește frecvența, puterea, forma și durata semnalelor electrice transmise, comutatorul

magnetic a primit denumirea specială de pulsactor [3].

Materialele magnetice folosite în construcția pulsactorului trebuie să aibă o serie de proprietăți, printre care :

a) permeabilitate în regim nesaturat, μ_{ns}, mare;
b) permeabilitate în regim saturat, μ_s, mică;
c) trecere bruscă la starea de saturație;
d) inducție de saturație, B_s, mare;
e) forța coercitivă, H_c, mică;
f) rezistivitate, ρ, mare.

Aceste proprietăți sînt întrunite de aliajele de NiFe, supuse unei tehnologii speciale. Ele au un ciclu de histerezis rectangular și foarte

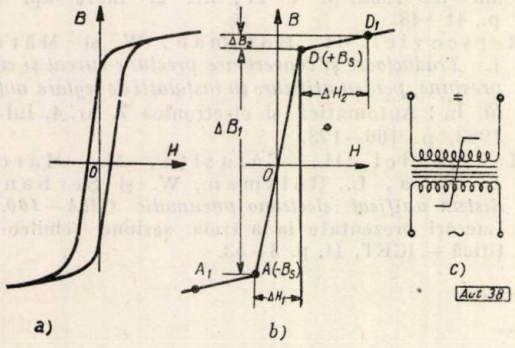


Fig. 1. Pulsactorul :
a – ciclul de histerezis real ; *b* – ciclul de histerezis liniarizat ; *c* – schema de principiu.

îngust și sînt cunoscute sub diferite denumiri : Permenorm 5 000 Z, HCR, 50 HП etc. Pentru generarea impulsurilor sub 0,1 μs, cînd materialele magnetice metalice, datorită pierderilor, devin inutilizabile, se folosesc ferite cu același tip de caracteristici.

Ciclul de histerezis real și cel liniarizat, precum și schema de principiu a pulsactorului, sînt arătate în figura 1.

Pulsactorul are un bobinaj principal (fig. 1, *c*) și un bobinaj auxiliar de premagnetizare. Aplicînd pe bobinajul principal un impuls de tensiune (bobinajul auxiliar e nealimentat, iar punctul de repaus al pulsactorului se află în *A*), o dată cu creșterea amplitudinii acestuia (fig. 1, *b*), punctul de funcționare se deplasează din *A* spre *D* și apoi spre D_1, parcurgînd atît porțiunea nesaturată *AD*, cît și pe cea saturată DD_1, a ciclului de histerezis al pulsactorului. În porțiunea DD_1 are loc procesul de comutare.

Proprietatea de comutare a pulsactorului este dată de faptul că :

$$\frac{L_{ns}}{L_s} = \frac{\mu_{ns}}{\mu_s} \geqslant 400, \qquad (1)$$

unde :

L_{ns} este inductanța nesaturată a pulsactorului (porțiunea *AD*);

L_s — inductanța saturată a pulsactorului (porțiunea DD_1 sau AA_1); $\mu_{ns} = \frac{\Delta B_1}{\Delta H_1}$; $\mu_s = \frac{\Delta B_2}{\Delta H_2}$; (2)

ΔB_1, ΔB_2 — variația inducției în regim nesaturat și saturat (fig. 1, *b*);

ΔH_1, ΔH_2 — variația intensității cîmpului magnetic în regim nesaturat și saturat.

Variația totală a inducției magnetice, ΔB, pentru acest caz de funcționare trebuie să satisfacă relația :

$$\Delta B > 2\, B_s. \qquad (3)$$

După comutare punctul de repaus rămîne în *D* și pulsactorul este pregătit pentru comutarea unui impuls de tensiune de polaritate opusă celui precedent.

Pentru comutarea impulsurilor de o singură polaritate, în pauza dintre impulsuri, pulsactorul este adus în punctul de repaus *A* cu ajutorul bobinajului auxiliar de premagnetizare.

2. Principiul de funcționare a GMIP

Schema de principiu a GMIP cu linie de formare este cea din figura 2.

Capacitatea C_l a liniei de formare *LF* se încarcă prin inductanța de separare L_0. Valorile lui C_l și L_0 sînt astfel alese încît circuitul să rezoneze pe frecvența sursei de alimentare, e_0. Cînd tensiunea liniei de formare ajunge la maximum și are polaritatea necesară, pulsactorul *P* se saturează și permite descărcarea *LF* pe primarul transformatorului de impulsuri *TI*.

Existența inductanței saturate a pulsactorului în circuitul de descărcare al GMIP duce la înrăutățirea formei impulsului. Parțial, acest

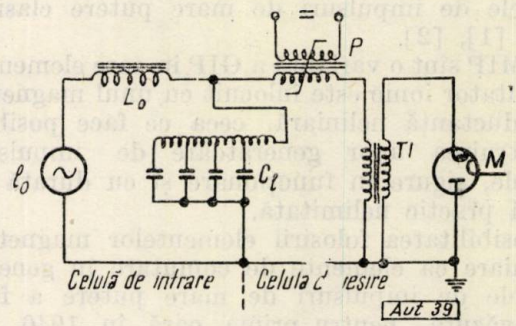


Fig. 2. Schema de principiu a GMIP cu linie de formare :
TI – transformator de impulsuri ; *M* – magnetron.

neajuns este remediat prin folosirea inductanței saturate a pulsactorului drept inductanță a ultimei celule a liniei de formare. Totuși valoarea acestei inductanțe nu poate fi redusă,

pînă la valoarea necesară ultimei celule a *LF*, deoarece în acest caz, pentru un raport constant al inductanţelor pulsactorului (1), inductanţa nesaturată ar deveni prea mică şi linia de formare ar începe să se descarce

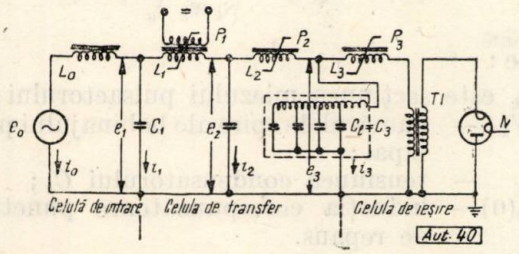


Fig. 3. Schema de principiu a GMIP în cascadă, cu linie de formare.

înainte ca tensiunea ei să ajungă la valoarea maximă. Schema din figura 3 nu are acest neajuns.

Structural, ea se deosebeşte de cea din figura 2 prin intercalarea, între celula de intrare şi cea de ieşire, a unui număr de celule de transfer — o cascadă.

Celula de intrare este formată din e_0, L_0 şi C_1, iar circuitul serie L_0 C_1, ca şi în cazul precedent, rezonează pe frecvenţa sursei de alimentare e_0.

O celulă de transfer e formată dintr-un pulsactor şi cele două capacităţi vecine. Referindu-ne la prima celulă de transfer, formată din C_1, P_1 şi C_2, se presupune că punctul de repaus al pulsactorului e în A (premagnetizare negativă). În semiperioada pozitivă a tensiunii condensatorului C_1, P_1 nu se saturează deoarece punctul său de funcţionare ajunge numai foarte aproape de D. O dată cu schimbarea polarităţii tensiunii condensatorului, punctul de funcţionare se deplasează din nou spre A şi în momentul maximului negativ al tensiunii lui C_1 are loc saturaţia pulsactorului (porţiunea AA_1). Pentru acest caz de funcţionare pulsactorul se proiectează astfel ca :

$$\Delta B < 2B_s . \qquad (4)$$

Schimbarea sensului curentului în bobinajul de premagnetizare duce la schimbarea polarităţii impulsurilor generate de GMIP.

Pulsactoarele P_2 şi P_3, care nu au bobinaje de premagnetizare, în timpul impulsului se saturează negativ (porţiunea AA_1), iar în pauzele dintre impulsuri sînt aduse la saturaţie pozitivă (porţiunea DD_1) de componenta continuă a curentului GMIP.

GMIP din figura 3 funcţionează astfel : Atît timp cît condensatorul C_1 se încarcă de la sursa de alimentare, pulsactorul P_1 este nesaturat, iar inductanţa sa e foarte mare şi izolează complet celula de intrare de restul generatorului. În momentul cînd tensiunea condensatorului C_1 ajunge la maximum şi are polaritate negativă, P_1 se saturează, inductanţa sa devine foarte mică şi energia acumulată în C_1 e transferată în C_2. Tensiunea lui C_1 scade imediat pînă la zero şi pulsactorul P_1 devine din nou nesaturat. Cînd tensiunea lui C_2 ajunge la maximum, P_2 se saturează negativ şi permite lui C_2 să-şi transfere energia condensatorului C_3. Operaţia de transferare a energiei se continuă în acelaşi mod, din celulă în celulă, timpul de transfer descrescînd de la o celulă la alta. În acest fel semisinusoida tensiunii de intrare se îngustează treptat, crescînd în mod corespunzător amplitudinea curentului de transfer.

Celula de ieşire în perioada cît pulsactorul final nu e saturat funcţionează în mod analog cu o celulă de transfer. După saturare, această celulă formează un circuit serie RLC critic amortizat. Acum este pe deplin posibil ca inductanţa saturată a pulsactorului final P_3 să fie făcută egală cu inductanţa ultimei celule a liniei de formare, deoarece *LF* nu se mai încarcă lent de la sursa de alimentare de joasă frecvenţă e_0, ci mult mai rapid de la ultima celulă de transfer cu frecvenţă proprie foarte ridicată.

De cele mai multe ori, deoarece impulsul a fost deja format în celule de transfer, linia de formare este înlocuită cu un condensator de capacitate egală cu capacitatea totală a acesteia.

Tensiunile şi curenţii celulelor GMIP din figura 3 (pentru cazul cînd linia de formare este înlocuită cu un condensator C_3, de capacitate egală cu a liniei de formare C_l) sînt

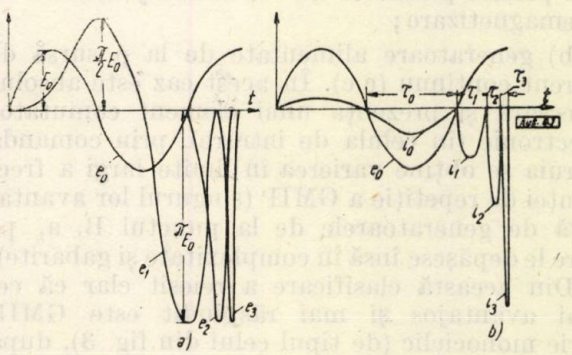


Fig. 4. Variaţia în timp a tensiunilor şi curenţilor GMIP în cascadă, din figura 3 :
a — forma tensiunilor; *b* — forma curenţilor.

reprezentate în figura 4. Pentru a păstra claritatea desenului, duratele impulsurilor τ_1, τ_2 şi τ_3 sînt mult mărite.

3. Clasificarea GMIP

Drept criterii de clasificare ale GMIP se consideră [11]:

A. *Modul de conectare a pulsactoarelor în raport cu sursa de alimentare şi cu sarcina, şi anume*:

a) generatoare serie, în care pulsactoarele sînt înseriate cu sursa de alimentare şi cu sarcina. Un exemplu tipic de generator serie este cel din figura 3. Aceste generatoare se disting printr-un randament ridicat şi cunosc cea mai largă răspîndire;

b) generatoare şunt, în care pulsactoarele sînt conectate paralel cu sursa de alimentare şi cu sarcina. Ele funcţionează în mod asemănător cu cele serie, dar au un randament mai scăzut decît acestea din urmă şi sînt rar folosite.

B. *Felul sursei de alimentare*:

a) generatoare alimentate de la o sursă de curent alternativ (c.a.). Aceste generatoare, datorită faptului că nu conţin nici un tub electronic sau ionic, se disting prin simplitate şi robusteţe, fapt care le-a făcut să cunoască o largă utilizare. La rîndul lor aceste generatoare se împart în:

— monociclice, în care pulsactorul primei celule de transfer se saturează o singură dată pe durata unei perioade a tensiunii sursei de alimentare. Aceste generatoare dau impulsuri unipolare şi sînt cele mai răspîndite. Primul pulsactor este prevăzut cu un bobinaj auxiliar de premagnetizare (GMIP din fig. 3);

— biciclice, în care primul pulsactor se saturează de două ori în timpul unei perioade a tensiunii sursei de alimentare şi generează impulsuri de polaritate alternantă. În acest caz primul pulsactor nu are bobinaj auxiliar de premagnetizare;

b) generatoare alimentate de la o sursă de curent continuu (c.c). În acest caz este absolut necesară şi prezenţa unui element comutator electronic (în celula de intrare), prin comanda căruia se obţine varierea în limite largi a frecvenţei de repetiţie a GMIP (singurul lor avantaj faţă de generatoarele de la punctul B, a, pe care le depăşesc însă în complexitate şi gabarite).

Din această clasificare a reieşit clar că cel mai avantajos şi mai răspîndit este GMIP serie monociclic (de tipul celui din fig. 3), după care urmează generatorul serie alimentat de la o sursă de curent continuu.

În combinaţie cu diferite tuburi electronice sau elemente semiconductoare, pulsactoarele dau o mare varietate de generatoare de impulsuri denumite „hibride", foarte răspîndite, destinate, în special, pentru generarea impulsurilor de mică putere.

4. Elemente de calcul al GMIP

Inducţia magnetică în miezul unui pulsactor P_k este dată de relaţia:

$$B_k(t) = B_k(0) + \frac{1}{S_k W_k} \int_0^t e_k \, dt, \qquad (5)$$

unde:

S_k este secţiunea miezului pulsactorului;
W_k — numărul de spire ale bobinajului principal;
e_k — tensiunea condensatorului C_k;
$B_k(0)$ — inducţia corespunzătoare punctului de repaus.

Dacă tensiunea de alimentare are forma:

$$e_0 = E_0 \sin \omega t, \qquad (6)$$

tensiunea primului condensator în perioada de încărcare e_1', şi de descărcare, e_1'', devine [4]:

$$e_1' = \frac{E_0}{2} (\sin \omega t - \omega t \cos \omega t), \qquad (7)$$

$$e_1'' = -\frac{\pi E_0}{2} (1 + \cos \omega_1 t_1). \qquad (8)$$

Pentru oricare alt condensator, în afară de primul, variaţia tensiunii sale este dată de expresiile:

$$e_k' = -\frac{\pi E_0}{2} (1 - \cos \omega_{k-1} t_{k-1}), \qquad (9)$$

$$e_k'' = -\frac{\pi E_0}{2} (1 + \cos \omega_k t_k). \qquad (10)$$

În relaţiile de mai sus t_1, t_{k-1}, t_k, îşi au drept origine momentul cînd pulsactorul, P_1, P_{k-1}, P_k, începe să conducă, iar ω_1, ω_k sînt frecvenţele unghiulare ale celulelor de transfer respective.

Durata timpului de transfer, τ_k, al unei celule depinde în exclusivitate de valorile elementelor acesteia:

$$\tau_k = \frac{\pi}{\omega_k} = \left(\frac{L_{sk} C_k C_{k+1}}{C_k + C_{k+1}} \right)^{1/2}. \qquad (11)$$

Raportul dintre duratele timpilor de transfer a două celule alăturate (denumit factor parţial de compresie al impulsului), pentru cazul cel mai răspîndit, cînd toate capacităţile GMIP sînt egale, este dat de o expresie simplă:

$$\frac{\tau_{k-1}}{\tau_k} = \left(\frac{L_{sk-1}}{L_{sk}} \right)^{1/2} \geqslant 5. \qquad (12)$$

Din (12) rezultă că pentru a scurta timpul de transfer de la o celulă la alta, este necesară reducerea în mod corespunzător a inducţiei saturate a pulsactoarelor pe măsură ce ne apropiem de ieşirea GMIP.

Valoarea factorului parţial de compresiune a unei celule (în cazul cînd toate pulsactoarele sînt executate din acelaşi material) depinde atît de calitatea şi de dimensiunile miezului pulsactorului, cît şi de energia impulsului pe care acesta trebuie să-l comute [6]:

$$\frac{\tau_{k-1}}{\tau_k} = \left(\frac{V_k}{G \cdot W}\right)^{1/2}, \qquad (13)$$

unde (în sistemul CGS):

V_k este volumul miezului pulsactorului;

$G = \frac{\pi^3 \mu_s \cdot 10^7}{(\Delta B)^2}$ — constanta pulsactorului;

$W = \frac{C_k E_0^2}{2}$ — energia unui impuls.

Egalitatea (13) arată că factorul parţial de compresiune poate fi mărit prin creşterea volumului miezului sau prin folosirea unui material cu B_s mare, energia impulsului fiind impusă.

Factorul total de compresiune al GMIP e dat de produsul factorilor parţiali de compresiune ai celulelor de transfer.

Din numărul de factori ai produsului amintit rezultă numărul de celule de transfer necesare generatorului pentru a obţine durata nominală a impulsului de ieşire.

În toate cele de pînă acum s-a presupus că în GMIP nu au loc nici un fel de pierderi. În realitate randamentul unei celule de transfer, în funcţie de materialul folosit şi de puterea GMIP, e de 80—95% şi un număr mare de celule de transfer ar conduce la scăderea randamentului total al generatorului.

În practică se utilizează 3—5 celule cu factori parţiali de compresiune de valoare ridicată.

În primele celule ale GMIP, unde pierderile nu sînt critice, se folosesc materiale magnetice cu B_s mare şi μ_{ns}/μ_s de valoare ridicată. Pierderile devin foarte importante în special în ultima celulă a GMIP, fapt care impune utilizarea unor materiale magnetice cu pierderi specifice cît mai mici, cerinţele în privinţa lui B_s trecînd pe planul al doilea.

Micşorarea pierderilor se obţine şi printr-o proiectare şi execuţie judicioasă a bobinajelor pulsactoarelor, folosindu-se în acest scop bobinaje bifilare cu inductanţe şi capacităţi parazite mici.

Miezurile magnetice se prezintă sub formă de toruri. Totuşi, în primele celule ale GMIP este posibilă şi utilizarea unor miezuri secţionate care uşurează mult manopera [7].

Pentru compensarea căderii de tensiune care are loc de-a lungul GMIP se folosesc transformatoare ridicătoare intermediare, un transformator de impulsuri final sau supravoltarea primului condensator.

Calculul unui GMIP se începe cu dimensionarea celulei de ieşire, parametrii acesteia servind la proiectarea celulei următoare etc., pînă la celula de intrare.

5. Comparaţie între generatoarele de impulsuri clasice şi cele magnetice

Deosebirea esenţială între GIP clasice şi GMIP constă în tipul elementului de comutare: electronic, ionic sau magnetic.

Tensiunile şi intensităţile mari, precum şi regimul tranzitoriu intens în care funcţionează, fac din elementul de comutare una dintre piesele cele mai solicitate şi mai pretenţioase ale generatorului de impulsuri.

Elementele de comutare electronice şi cele ionice cu mai mulţi electrozi au electrozi de comandă şi permit obţinerea unor generatoare cu frecvenţă de repetiţie variabilă.

În generatoarele de impulsuri cu linie de formare se folosesc în exclusivitate comutatoare ionice (tiratroane cu hidrogen, trigatroane, eclatoare statice sau rotative) şi magnetice; iar în generatoarele cu condensator, numai comutatoare electronice (triode şi tetrode de impuls).

Comutatoarele electronice, în comparaţie cu cele ionice şi magnetice, dau o formă mai bună a impulsului, dar sînt limitate ca tensiune şi putere, ceea ce a făcut ca în generatoarele de impulsuri de puteri mari să se folosească în exclusivitate comutatoare ionice şi magnetice. În elementele de comutare clasice (electronice şi ionice), procesul de comutare are loc prin închiderea şi deschiderea fizică a circuitului, însoţită de o puternică generare de unde electromagnetice care creează dificultăţi serioase aparaturii electronice din vecinătate. În plus, puternicul efect de eroziune a electrozilor şi temperatura înaltă la care lucrează aceştia pun probleme tehnice serioase, limitînd puterea şi durata de viaţă a elementelor de comutare clasice.

Pulsactoarele sînt lipsite de aceste neajunsuri şi se disting prin simplitate, siguranţă în funcţionare şi durată lungă de viaţă.

O privire de ansamblu asupra principalelor tipuri de generatoare de impulsuri de mare putere este dată în tabela 1.

GIP cu condensator folosesc numai surse de alimentare de curent continuu şi comutatoare electronice. Ele sînt foarte elastice în ceea ce priveşte amplitudinea, frecvenţa de repetiţie şi durata impulsului, dar sînt voluminoase, complexe, au randament slab şi sînt limitate ca putere şi tensiune.

GIP cu linie de formare pot folosi surse de alimentare de curent continuu sau de curent alternativ. Ele utilizează numai comutatoare ionice, sînt simple, compacte, au randament mare, puteri şi tensiuni practic nelimitate, dar sînt rigide în ceea ce priveşte reglarea parametrilor impulsului, a cărui calitate e mai slabă decît la GIP cu condensator.

Caracteristicile pe care le au GIP cu linie de formare sînt valabile şi pentru GMIP. În plus, acestea din urmă mai prezintă o serie

Tabela 1

Tipul generatorului	Condensator	Linie de formare		Elemente magnetice	
Sursa de alimentare	c.c.	c.c.	c.a.	c.c.	c.a.
Element de acumulare	condensator (C)	LF	LF	C (LF)	C (LF)
Element de comutare	electronic	ionic	ionic	electronic şi magnetic	magnetic
Necesită submodulator	da	da	nu	da	nu
Necesită transf. de impulsuri	uneori	da	da	da	da
Posibilitatea de variere a parametrilor impulsului	amplitudine frecvenţă durată	amplitudine frecvenţă	amplitudine frecvenţă (în trepte)	amplitudine frecvenţă	amplitudine frecvenţă (în trepte)
Complexitatea	mare	mijlocie	mică	mijlocie	mică
Calitatea impulsului	foarte bună	bună	bună	foarte bună (bună)	foarte bună (bună)
Randamentul	mic	mijlociu	mare	mijlociu	mare
Siguranţa în funcţionare	mică	mijlocie	mijlocie	mijlocie	mare

de avantaje legate de specificul modului de funcţionare a pulsactorului:

a) simplitate, siguranţă mare în funcţionare şi durată de viaţă, practic, nelimitată;

b) nu necesită timp de pregătire (încălzire de filamente. etc) şi nu au imprecizie în timpul de aprindere (jiter);

c) funcţionare stabilă la variaţii mari ale tensiunii de alimentare ($\pm 10\%$);

d) autoprotecţie împotriva supratensiunilor;

e) formă mai bună a impulsurilor (în special pentru $\tau < 0{,}5$ μs);

f) folosirea mai raţională a miezului transformatorului de impulsuri (datorită premagnetizării date de componenta continuă a curentului GMIP);

g) nu produc cîmpuri electromagnetice parazite.

Printre dezavantajele GMIP se numără:

a) necesitatea unor capacităţi mari şi mai multe decît în GIP clasice;

b) folosirea unor materiale magnetice speciale;

c) greutate sporită, la dimensiuni acceptabile.

Generatoarele de impulsuri magnetice depăşesc din toate punctele de vedere GIP clasice cu linie de formare. Ele ocupă, împreună cu GIP cu condensator, primul loc în ceea ce priveşte calitatea impulsului, fiind depăşite de acestea numai în privinţa posibilităţilor de reglaj a duratei impulsului, şi depăşindu-le prin putere, simplitate şi robusteţe.

6. Concluzii

Generatoarele magnetice pentru impulsuri de mare putere au o largă perspectivă de dezvoltare. Ele vor înlocui cu succes generatoarele de impulsuri clasice în majoritatea cazurilor, fiindu-le superioare prin simplitate, siguranţă în funcţionare şi durată de viaţă, calităţi care le fac de neînlocuit într-o serie de instalaţii de mare importanţă sau cu funcţionare complet automatizată.

BIBLIOGRAFIE

[1] Glasoe, G. N. şi Lebacqz, J. V. *Pulse generators.* New York, McGraw-Hill, 1948.

[2] Ithoki, Ia. S. *Impulsnaia tehnika.* Moscova, Sov. radio, 1949.

[3] Melville, W. S. *The use of saturable reactors as discharge device for pulse generators.* În: Proc. IEE, part **III, 98**, nr. 53, 1951, p. 185.

[4] Busch, K. J., Hasley, A. D. şi Neitzert, C. *Magnetic pulse modulators.* În: Bell system technical journal, **34**, nr. 5, 1955, p. 943.

[5] Meerovici, L. A. şi Zelicenko, L. G. *Magnitnie modulatort.* În: Trudî VKAS, nr. 53, 1956.

[6] Mathias, R. A. şi Williams, E. M. *Economic design of saturable reactor magnetic pulsers.* În: AIEE trans., part **I, 74**, nr. 18, 1955, p. 169.

[7] Thomson, M. F., Trautwein, R. R. şi Ingersoll, E. R. *Magnetic pulse-generator practical design limitations.* În: AIEE trans., part **I**, nr. 28, 1957, p. 786.

[8] Sunderlin, J. E. *Core volume derivation for magnetic pulse modulators.* În: Proc. nat. conf. on aeronautic electronics. Ohio, Dayton, 1956, p. 11.

[9] Juhoviţki, B. Ia. *Analiz rabotî droselia v sheme moduliatora.* În: Izvestia v.u.z., radiotehnika **1**, nr. 4, 1958, p. 474.

[10] Manteufel, E. W. şi Cooper, R. E. *Direct current charged magnetic pulse modulator.* În: Proc. special techn. conf. on nonlinear magnetics and magnetic amplifiers, nr. 9, 1959, p. 234.

[11] Weinberg, N. L. *Analysis of nonresonant charging circuit for magnetic pulse generator.* În: AIEE trans., part **I**, nr. 37, 1958, p. 271.

[12] Netuşil, A. V., Burdak, N. M., Juhoviţki, B. Ia. şi Kudin, B. N. *K rasciotu droselei nasiscenia v shemah moduliatorov.* În: Izvestia v.u.z., radiotehnika **3**, nr. 2, 1960, p. 191.

[13] Wolfframm, B. M. *High repetition magnetic pulse generators.* Nonlinear magnetics and magnetic amplifiers conference. Philadelphia, 1960, p. 164.

[14] Vatin, I. M. şi Meerovici, L. A. *Stabiliziruiuşcie svoistva magnitnogo impulsnogo generatora.* În: Radiotehnika **16**, nr. 9, 1961, p. 46.

[15] Vatin, I. M., Zaiţev, E. F. şi Meerovici, L. A. *Isledovanie stationarnih colebanii v magnitnom impulsnom generatore.* În: Radiotehnika **17**, nr. 5, 1962, p. 52.

[16] Radu, A. *Generatoare magnetice de impulsuri alimentate cu tensiune alternativă variabilă.* În: Automatica şi electronica, nr. 3, 1963, p. 114.

Ing. MIMI SASU

Măsurarea variațiilor rapide de nivel pe modele hidraulice

În multe probleme de cercetare pe modele hidraulice apare necesitatea înregistrării cu o precizie adecvată a variațiilor rapide de nivel în timp și spațiu. Tabloul complet al agitației apei se obține prin înregistrarea sincronă a variațiilor în timp a nivelului în toate punctele importante ale modelului.

Din cercetările preliminare rezultă că frecvența maximă a spectrului acestor variații este în jur de 10 Hz.

În timp ce dispozitivele de înregistrare mecanice pot fi realizate cu o caracteristică de frecvență corespunzătoare sau — ceea ce este același lucru — cu constante de timp suficient de mici pentru redarea oscilațiilor cu un asemenea spectru, traductoarele de nivel și amplificatoarele mecanice utilizate în condiții obișnuite nu îndeplinesc această cerință.

Din acest motiv, cum și din considerente tehnico-economice, este indicat ca cel puțin traducerea și amplificarea să fie făcute pe cale electrică.

În practica măsurărilor variațiilor rapide de nivel se utilizează următoarele tipuri de traductoare electrice.

Traductoare discontinue

Acestea se bazează pe scurtcircuitarea de către apa din model a unor contacte dispuse la diferite nivele prescrise. Precizia acestei metode este determinată de numărul de nivele prescrise care, la rîndul său, este limitat de complexitatea schemei electrice, de meniscul lichidului, precum și de dimensiunile de gabarit impuse traductorului din considerente hidraulice.

Traductoare continue

Se bazează pe măsurarea unei mărimi care este o funcție continuă de nivelul apei. Din această categorie fac parte traductoarele de presiune, traductoarele rezistive și traductoarele capacitive.

1. *Traductoare de presiune.* Presiunea într-o secțiune a lichidului este proporțională cu presiunea coloanei de lichid în condiții statice; în condiții dinamice însă, presiunea nu este proporțională cu înălțimea instantanee a coloanei de apă, ci variază după o lege mai complexă, datorită mișcării moleculelor. Acest lucru reduce domeniul de aplicație a traductoarelor de presiune pentru măsurarea nivelelor de lichid.

2. *Traductoare rezistive.* Principiul traductoarelor rezistive constă în măsurarea rezistenței electrice a unei coloane de apă, rezistență determinată în mod univoc de nivelul suprafeței apei din model. Coloana de apă poate fi considerată între doi electrozi cufundați în apă sau între un electrod și masele metalice fixe ale modelului.

Precizia de măsură a nivelului este determinată, pe de o parte, de constanța rezistivității apei și a secțiunii coloanei de apă (geometria coloanei), iar pe de altă parte, de precizia metodei de măsurare a rezistenței.

Măsurarea rezistenței poate fi efectuată fie cu ajutorul unei punți, fie măsurîndu-se căderea de tensiune în cazul alimentării de la o sursă de curent constant, fie prin măsurarea curentului în cazul alimentării rezistenței de la o sursă de tensiune constantă.

Se poate demonstra ușor că rezistența coloanei de apă este o funcție hiperbolică de înălțimea coloanei, ceea ce face ca măsurarea rezistenței prin metoda punții să aibă un caracter esențialmente neliniar. Același caracter se păstrează și în cazul măsurării căderii de tensiune pe rezistență la alimentarea ei cu curent constant; în cazul alimentării rezistenței cu tensiune constantă și măsurarea curentului prin rezistență, se obține o dependență liniară a curentului cu înălțimea coloanei de apă.

Dacă precizia metodei de măsură poate fi controlată prin utilizarea unei aparaturi corespunzătoare, în schimb rezistivitatea și secțiunea apei sînt influențate de factori, ca: temperatura, salinitatea, fenomenele de polarizare, dispoziția geometrică a maselor metalice, factori care nu pot fi controlați în orice condiții cu suficientă precizie.

Toate acestea fac ca traductoarele rezistive, deși relativ simple ca principiu, să nu găsească o aplicare largă din cauza erorilor mari care le sînt proprii.

3. *Traductoare capacitive.* Traductorul capacitiv este format dintr-un conductor metalic izolat cufundat în apă, astfel încît capacitatea care se formează între masa lichidului și conductor să fie o funcție liniară de nivelul lichidului.

Față de traductorul rezistiv, acest tip de traductor are avantajul că, deoarece capacitatea măsurată depinde de nivelul apei și de proprietățile dielectrice ale izolantului și nu de proprietățile electrice ale apei, acestea din urmă influențează mult mai puțin asupra preciziei de măsură.

Măsurarea capacității (și deci a nivelului) se poate realiza, ca și în cazul precedent, fie prin

măsurarea directă a capacității, fie prin măsurarea curentului prin traductor, fie prin măsurarea căderii de tensiune pe el.

Se poate arăta ușor că în primele două cazuri mărimea măsurată depinde liniar de nivelul apei, iar în cel de-al treilea caz, dependența este hiperbolică. În cazul măsurării directe a capacității, precizia măsurării nivelului este determinată, în principal, de precizia metodei de măsură a capacității. În cazul măsurării curentului prin traductor, precizia este influențată în plus și de variațiile rezistivității apei. Totuși, prin îndeplinirea unor condiții relativ ușoare, această influență poate fi redusă la valori neglijabile.

Ținînd seamă de cele arătate în ISCH s-a construit o aparatură de măsură a nivelului apei în șase puncte, cu ajutorul unor traductoare capacitive, utilizîndu-se măsurarea curentului prin traductor.

Metoda de măsurare

În principiu, măsurarea curentului prin traductor se poate realiza prin metoda directă arătată în figura 1.

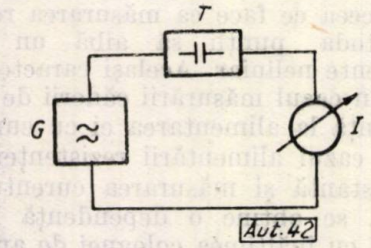


Fig. 1. Schema principială a circuitului de măsură:
G – generator de tensiune sinusoidală; T – traductor capacitiv; I – instrument de afișare.

În cazul în care tensiunea și frecvența generatorului sînt constante, curentul măsurat depinde numai de capacitatea traductorului și deci de nivelul lichidului, dependența fiind liniară.

În realizarea tehnică a principiului din figura 1 intervin două circumstanțe deosebit de importante, și anume:

— în mod practic, curentul prin traductor are valori relativ mici, astfel încît pentru afișarea rezultatelor este necesară amplificarea lui;

— traductorul, generatorul și amplificatorul instrumentului de afișare au, în general, cîte o bornă de intrare la masă și, prin urmare, schema din figura 1 trebuie astfel modificată încît aceste trei dispozitive să poată avea un punct comun.

Considerațiile de mai sus fac necesară utilizarea metodei din figura 1 într-o variantă reprezentată în figura 2.

Curentul prin traductor este măsurat prin căderea de tensiune pe care o produce rezistența de măsură R. Transformatorul separator permite măsurarea acestei căderi de tensiune (și deci a curentului) într-o schemă cu generatorul, traductorul și amplificatorul, cu o bornă la masă.

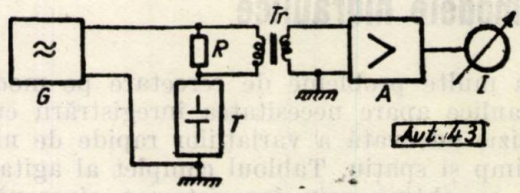


Fig. 2. Schema reală a circuitului de măsură:
G – generator de tensiune sinusoidală; T – traductor capacitiv; R – rezistență de măsurare; Tr – transformator separator; A – amplificator; I – instrument de afișare;

În condițiile reale de lucru ale schemei apar neliniarități și erori de măsură, din următoarele cauze.

1. Generatorul de tensiune nu debitează pe o sarcină pur capacitivă. Într-adevăr, considerînd traductorul pur capacitiv, în schema din figura 2 apar în serie cu el rezistența internă a generatorului de tensiune și rezistența R de măsură a curentului. În aceste condiții, curentul nu este strict proporțional cu capacitatea traductorului. În plus, schema echivalentă a traductorului real este cea din figura 3, în care R_T reprezintă rezistența dielectricului, iar r_T reprezintă rezistența masei de apă care formează celălalt electrod al condensatorului.

Se poate arăta că pentru a menține abaterea de la liniaritate sub o anumită limită este necesar ca frecvența generatorului să fie mai mică decît o anumită valoare. Frecvența maximă utilizabilă este determinată de neliniaritatea admisă, de capacitatea traductorului și de rezistențele înseriate cu capacitatea traductorului. Pe de altă parte, frecvența de lucru și capacitatea traductorului impun o limită inferioară rezistenței dielectricului.

2. În condiții reale, grosimea dielectricului nu este egală pe toată lungimea traductorului, ceea ce determină o oarecare abatere de la liniaritate. Prin construirea judicioasă a traductorului, această abatere poate fi redusă la valori suficient de mici.

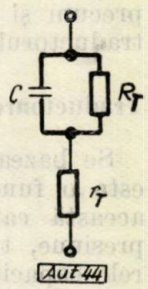


Fig. 3. Schema echivalentă a traductorului capacitiv.

3. Variația temperaturii apei determină o variație a dimensiunilor geometrice ale traductorului și deci a capacității lui pentru un anumit nivel. Această eroare se poate compensa printr-un factor de corecție determinat prin tararea traductorului la diferite temperaturi.

4. La scăderea nivelului apei, pe traductor poate să rămînă un strat de lichid care determină o capacitate a traductorului neconformă

cu nivelul real. O consecinţă similară poate fi provocată de efectul de menisc. Pentru reducerea acestor erori la valori neglijabile se poate unge traductorul cu un strat uniform de vaselină dizolvată în benzen.

5. Cablul de legătură dintre traductor şi primarul transformatorului, precum şi dintre secundarul transformatorului şi amplificator are o capacitate proprie care este variabilă în funcţie de temperatură, de umiditate, de formă geometrică, etc. Această capacitate suplimentară determină o variaţie necontrolată a capacităţii echivalente a traductorului. Pentru a reduce valoarea acestei erori trebuie ca distanţa dintre traductor şi transformator să fie redusă la minimum, iar capacitatea echivalentă a cablului de legătură între transformator şi amplificator, reflectată în primar, să prezinte o reactanţă mult mai mare decît rezistenţa de măsură.

6. Variaţiile de tensiune ale generatorului dau naştere unor variaţii de curent echivalente cu variaţiile de nivel. Pentru a reduce această eroare sub limita admisă este necesar ca generatorul să asigure stabilitatea de amplitudine corespunzătoare.

7. Variaţiile de frecvenţă ale generatorului au aceeaşi consecinţă ca şi variaţiile de tensiune; prin urmare, este necesară menţinerea stabilităţii de frecvenţă în limitele de eroare admisibile.

8. Variaţiile coeficientului de amplificare a amplificatorului dau naştere unor erori corespunzătoare. Pentru păstrarea erorii în limitele admisibile este necesar să se ia măsurile adecvate de stabilizare a coeficientului de amplificare.

9. În sfîrşit, clasa de precizie a instrumentului de afişare.

Erorile produse de sursele enumerate sînt, în general, necorelate şi, de aceea, eroarea totală a metodei de măsurare este reprezentată, mai exact, de media pătratelor acestor erori şi nu de suma valorilor lor absolute.

Aparatura realizată

1. *Traductorul.* Izolaţia de email, utilizată, de obicei, la traductoarele capacitive, s-a dovedit necorespunzătoare datorită pătrunderii apei în porii emailului. Acest fenomen se manifestă prin variaţia în timp a capacităţii traductorului pentru un nivel dat. În cursul elaborării traductorului au fost încercate toate sorturile de email disponibile. Alte izolaţii încercate, ca de exemplu policlorura de vinil, au manifestat acelaşi fenomen.

În urma diferitelor experimentări s-a ajuns la soluţia reprezentată în figura 4.

Traductorul constă dintr-un tub de sticlă *1* cu diametrul exterior de 5 mm şi diametrul interior de 4,72 mm, umplut cu o soluţie de NaCl pînă la înălţimea de 100 mm, ermetic închis la ambele capete. Unul dintre capete este prevăzut cu un electrod *2* care asigură contactul electric cu lichidul interior. Tubul este montat între doi suporţi de plexiglas *4* şi *5*, fixaţi pe o tijă de alamă *6*, prevăzută şi cu dispozitiv de

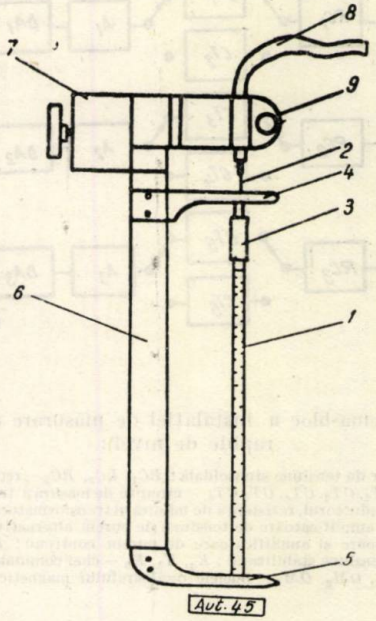


Fig. 4. Schiţa traductorului capacitiv:
1 – tub de sticlă; *2* – electrod; *3* – manşon de fixare, din alamă; *4, 5* – suporţi din plexiglas; *6* – tijă din alamă; *7* – dispozitiv de prindere; *8* – cablu ecranat; *9* – şurub de fixare a cablului.

prindere *7* pe acul de măsură. Tija de alamă *6* reprezintă şi electrodul de contact cu apa din model (punctul de masă al traductorului).

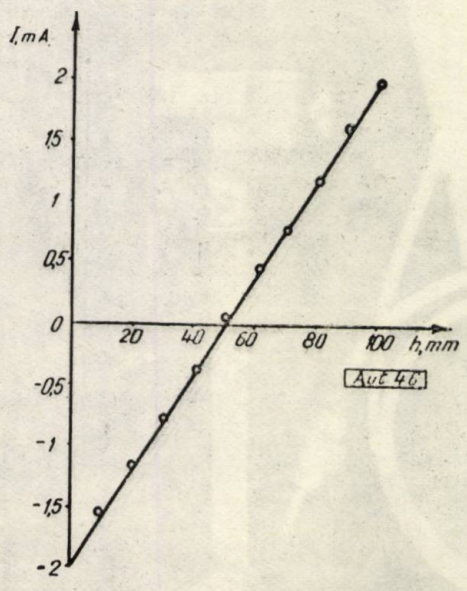


Fig. 5. Curba de tarare a traductorului capacitiv.

Curba de tarare a unui asemenea traductor este dată în figura 5, cu considerarea amplificatorului, instrumentul de afişare utilizat fiind un miliampermetru de curent continuu Metra.

2. *Transformatorul separator.* Este realizat pe tole de fier-siliciu, cu un raport de transfor-

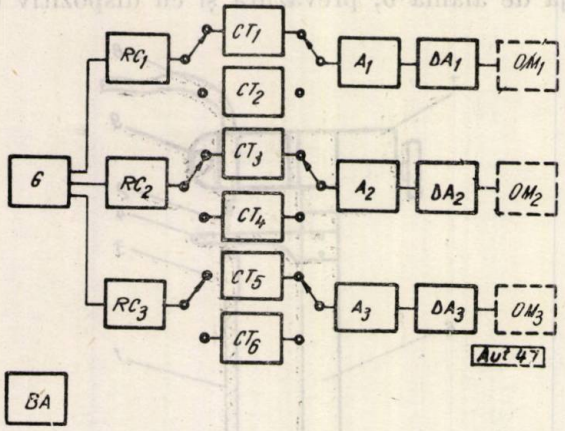


Fig. 6. Schema-bloc a instalaţiei de măsurare a variaţiilor rapide de nivel :

G – generator de tensiune sinusoidală ; RC_1, RC_2, RC_3 – repetoare catodice ; CT_1, CT_2, CT_3, CT_4, CT_5 CT_6 – circuite de măsură a traductoarelor, cuprinzînd traductorul, rezistenţa de măsură şi transformatorul separator ; A_1, A_2, A_3 – amplificatoare de tensiune de curent alternativ ; DA_1, DA_2, DA_3 – detectoare şi amplificatoare de curent continuu ; BA – bloc de alimentare (tensiune stabilizată) ; K_1, K_2, K_3 – chei comutatoare cu două poziţii ; OM_1, OM_2, OM_3 – buclele oscilografului magnetic.

mare de 1/1 şi este montat în imediata apropiere a traductorului (pe acelaşi suport). Legătura primarului şi a secundarului cu generatorul şi,

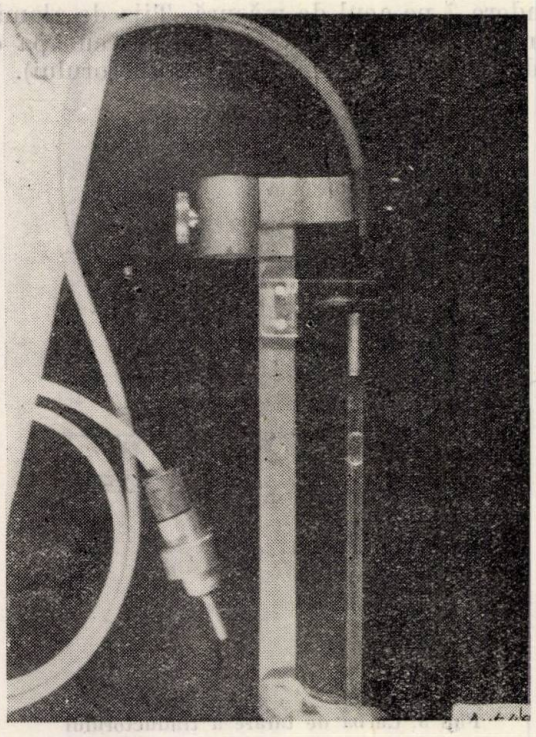


Fig. 7. Traductor capacitiv pentru variaţii rapide de nivel.

respectiv, cu amplificatorul se realizează cu ajutorul unui cablu ecranat.

3. *Generatorul de tensiune sinusoidală.* Din considerentele expuse mai sus, frecvenţa generatorului a fost aleasă de 6 400 Hz. Pentru o variaţie a tensiunii de reţea de la — 15% pînă la + 5% s-a obţinut o stabilitate a frecvenţei şi a amplitudinii oscilaţiilor mai bună de 1 %.

4. *Amplificatorul.* Conţine trei etaje de amplificare stabilizate prin două bucle de reacţie negativă, un etaj detector şi un amplificator de curent continuu diferenţial. Ieşirea simetrică

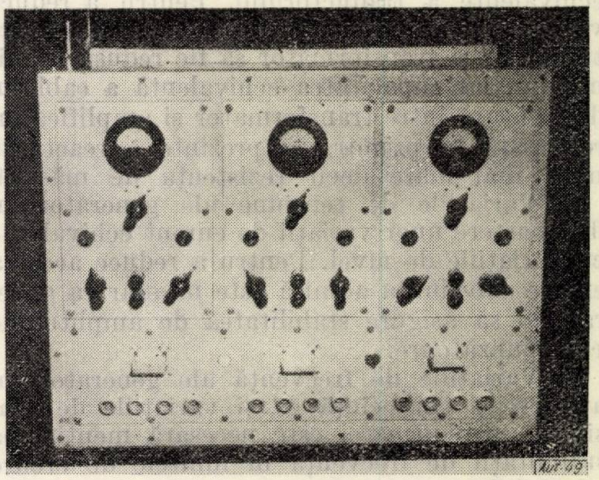


Fig. 8. Aparat pentru măsurarea variaţiilor rapide de nivel.

a amplificatorului acţionează asupra unei bucle galvanometrice a unui oscilograf magnetic. Pentru o variaţie a tensiunii anodice şi a tensiunii de filament de ± 30%, s-a obţinut o stabilitate a factorului de amplificare mai bună de 3%.

Schema-bloc a instalaţiei este reprezentată în figura 6 şi este compusă din trei canale identice, menite să acţioneze asupra celor trei bucle ale oscilografului magnetic 3S01.

La intrarea fiecărui canal sînt conectate cîte două traductoare, fiecare din ele putînd fi conectate la generator şi amplificator cu ajutorul unei chei comutatoare cu două poziţii. Distanţele dintre traductoare şi aparatura de înregistrare sînt de ordinul a 25 m. Cele trei canale sînt alimentate cu tensiune continuă stabilizată electronic.

Se utilizează un singur generator de 6 400 Hz care atacă trei repetoare catodice (cîte unul de fiecare canal), asigurîndu-se astfel nivelul de tensiune şi rezistenţa de ieşire necesare funcţionării corecte a traductorului.

Aparatura poate fi reglată astfel încît să măsoare fie valoarea instantanee a nivelului, fie oscilaţiile de nivel în jurul unui nivel mediu (fig. 5). Ea asigură o precizie mai bună de 3,5% şi o stabilitate satisfăcătoare cu temperatura, tensiunea de alimentare şi îmbătrînirea pieselor, a curbelor de tarare.

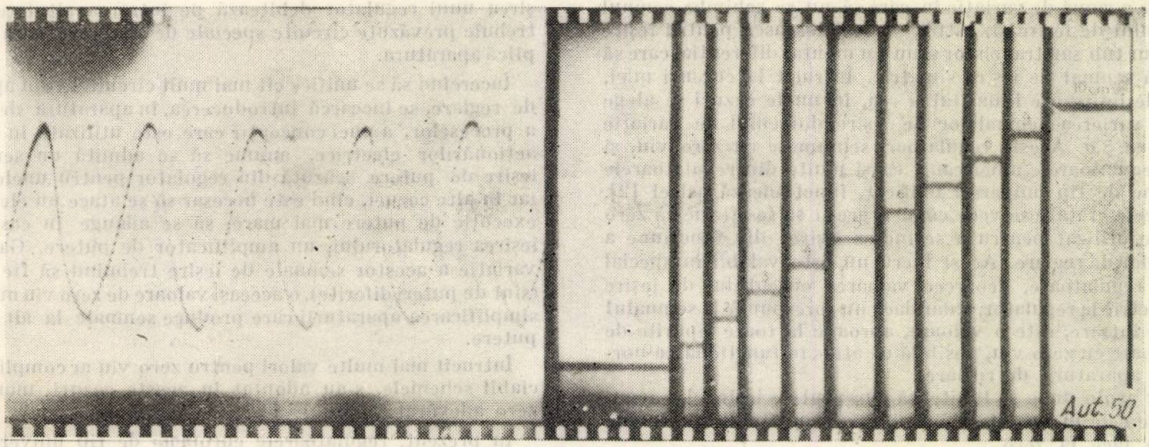


Fig. 9. Oscilograma unor variaţii periodice de nivel.

Instalaţia de măsurare a variaţiilor rapide de nivel pe modele hidraulice, descrisă mai sus, funcţionează la laboratorul de hidraulică din ISCH*.

În figurile 7—9 sînt prezentate vederi ale traductorului capacitiv, ale aparaturii de măsură şi ale oscilogramei obţinute într-un punct pe model.

* Autorul mulţumeşte tovarăşilor Kertesz Maximilan şi Osadeţ Ştefan pentru ajutorul acordat în cursul elaborării şi construcţiei aparaturii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sandouver, J. A. *An experimental wave recorder.* În : Watter Power, jun 1957, p. 213—219.
[2] Bouden, M. *Appareilles pour la mesure des niveaux rapidement variables sur modèle reduit.* În : La huille blanche, aug—sept, 1963, p. 526—540.
[3] Nougaro, J. *Theses présentées à la faculté de sciences de l'université de Toulouse pour obtenir le grad de docteur ès sciences,* p. 88—92.

NOTĂ

Ing. MIOARA CĂLUŞIŢĂ

Semnalele de ieşire ale regulatoarelor electronice PID

După cum s-a arătat [1], regulatorul trebuie să asigure semnalul necesar pentru acţionarea adaptorului de ieşire. La regulatoarele europene, mărimea de ieşire poate fi de natură foarte variată. Aşa, de exemplu, ea poate fi mărimea de execuţie, şi anume o poziţie (deschiderea ventilului), sau poate fi mărimea de conducere, şi anume semnalul dat de unul sau de două relee, o tensiune sau un curent continuu. În prospecte se afirmă, de obicei, că semnalul de ieşire este un curent continuu indicîndu-se limitele de variaţie admise pentru rezistenţa de sarcină în cazul cînd ieşirea este, în adevăr, un curent, şi că semnalul de ieşire este un curent continuu pentru o valoare fixă a sarcinii, în cazul cînd ieşirea este, în realitate, o tensiune continuă.

Semnalul de ieşire al regulatorului este de fapt semnalul de ieşire al unui amplificator operaţional PID. Relativ la domeniul de variaţie posibil al acestui semnal, este necesar să se sesizeze o deosebire între amplificatoarele operaţionale care conţin integrare (PI şi PID) şi cele care nu conţin integrare (P şi PD).

În amplificatoarele operaţionale din maşinile de calcul, potenţialului de intrare, care corespunde la semnal zero, îi corespunde la ieşire un acelaşi potenţial, şi astfel la intrarea zero, reacţia de la ieşire la intrare este zero, indiferent de reţeaua de corecţie aplicată. La amplificatoarele operaţionale fără integrare, la un potenţial de ieşire diferit de cel de intrare, mărimea semnalului de reacţie depinde de reţeaua de corecţie aplicată; dacă se convine ca la intrarea zero, la ieşire să corespundă o tensiune diferită de zero, pentru ca această tensiune de ieşire (corespunzînd la intrarea zero) să nu varieze cu schimbarea reţelei de corecţie, este necesar să se ia măsuri speciale. În acest scop se poate folosi, de exemplu, o sursă de polarizare suplimentară, iar reacţia să nu mai fie luată dirct de la ieşire, ci de pe un potenţiometru montat între ieşire şi sursa de polarizare. La amplificatoarele operaţionale care integrează (PI şi PID) nu se poate vorbi de o valoare a semnalului de ieşire care să corespundă la intrarea zero, deoarece valoarea semnalului de ieşire depinde de evoluţia trecută a semnalului de intrare. Aceasta se vede în formula mărimii de execuţie :

$$m(t)=\frac{100}{BP}\left[a(t)+\frac{1}{T_i}\int_0^t a(\tau)\,\mathrm{d}\tau+T_d\cdot\frac{\mathrm{d}a(t)}{\mathrm{d}t}\right],$$

în care, făcînd la $t=t_0$, $a=0$, începînd de la $t=t_0$, $m(t)$ devine :

$$m(t)=\frac{100}{BP}\cdot\frac{1}{T_i}\int_0^t a(\tau)\cdot\mathrm{d}(\tau)=\frac{100'}{BP}\cdot\frac{1}{T_i}\int_0^{t_0} a(\tau)\,\mathrm{d}\tau=\text{con-}$$

stant, şi anume $m(t)$ rămîne egal cu valoarea pe care o avea în momentul cînd eroarea a devenit zero.

Atunci cînd există termenul integral, nu se poate vorbi de un anumit potenţial de ieşire care corespunde potenţialului zero de intrare, ci numai că, la intrarea zero, ieşirea rămîne constantă. Acest fapt a permis să se aleagă pentru semnalul

de ieşire o gamă de variaţie în care să nu se schimbe semnul semnalului de ieşire şi, astfel, să se folosească pentru ieşire un singur tub sau tranzistor şi nu un montaj diferenţial care să permită semnal de ieşire simetric. Întrucît la curenţi mici, tubul de ieşire are liniaritatea rea, în unele cazuri se alege pentru varierea semnalelor de ieşire domeniul de variaţie între a şi $5a$. Aceste regulatoare se numesc cu zero viu, şi toate regulatoarele americane, ca şi multe din regulatoarele europene de tip universal unificat, funcţionează astfel [2].

Din cele arătate se vede că ar fi greşit să se afirme că zero viu este utilizat pentru a se indica ieşirea din funcţiune a aparatelor de reglare. Acest lucru nu este valabil în special pentru regulatoare, deoarece valoarea curentului de ieşire zero electric la regulator, chiar dacă nu corespunde la semnalul zero de intrare, este o valoare, aproape la toate tipurile de regulatoare cu zero viu, posibilă de atins în funcţionarea normală a aparaturii de reglare.

Chiar acolo unde se limitează curentul de ieşire din regulator, de cele mai multe ori limitarea semnalului la semnale mici se face la zero.

Această simplificare a montajului din regulator, de obicei impune, aşa cum s-a arătat mai sus, să se facă o modificare atunci cînd se elimină efectul integral (se schimbă reţeaua compensatoare) şi se trece la reglarea P sau PD.

Preţul acestei simplificări constructive a regulatoarelor cu semnal de ieşire cu zero viu este o oarecare complicare a aparaturii atunci cînd se urmăreşte efectuarea unor calcule cu semnalele regulatorului sau se urmăreşte trecerea la standardizarea de module.

De obicei, nu se fectuează operaţii cu semnalele de ieşire din regulator, ci numai cu semnalele de intrare care reprezintă o măsură a mărimii reglate.

Semnalul de intrare în regulator nu trebuie confundat aici cu mărimea de acţionare, care este mărimea de intrare în amplificatorul operaţional şi care nu are niciodată zero viu.

Dacă semnalele de intrare au zero viu (aceeaşi gamă de variaţie ca pentru semnalele de ieşire), trebuie luate măsuri speciale la montajele care adună, împart etc. diversele semnale. Dacă se păstrează semnale de ieşire cu zero viu, dar semnalele de intrare nu prezintă zero viu, acest dezavantaj nu apare, dar semnalele de intrare, diferind ca gamă de variaţie de cele de ieşire, la cuplarea în cascadă a regulatorului (ieşirea unui regulator debitează pe intrarea altui regulator) trebuie prevăzute circuite speciale de adaptare, ceea ce complică aparatura.

Încercînd să se unifice cît mai mult circuitele din aparatura de reglare, se încearcă introducerea, în aparatura de reglare a proceselor, a unei concepţii care este utilizată în reglarea acţionărilor electrice, anume să se admită un semnal de ieşire de putere scăzută din regulator pentru unele cazuri, iar în alte cazuri, cînd este necesar să se atace un element de execuţie de putere mai mare, să se adauge în cascadă, la ieşirea regulatorului, un amplificator de putere. Gamele de variaţie a acestor semnale de ieşire trebuind să fie diferite (sînt de puteri diferite), o aceeaşi valoare de zero viu nu asigură simplificarea aparaturii care produce semnale la alt nivel de putere.

Întrucît mai multe valori pentru zero viu ar complica apreciabil schemele, s-au adoptat în aceste cazuri montaje cu zero adevărat.

În prezent, regulatoarele europene de tip universal unificat, au, unele, semnale de ieşire $a-5a$ sau $a-10a$ (zero viu [3], altele, $0-a$ (în Anglia s-a propus chiar standardizarea semnalelor regulatoarelor la 0—10 mA), şi altele $-a...+a$.

Unele firme europene au fabricat chiar regulatoare cu semnal de ieşire cu zero viu şi cu posibilitatea suprimării zero-ului viu, după dorinţa beneficiarului [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] Căluşiţă, M. *Racordarea regulatorului la elementul de execuţie în circuitele de reglare a proceselor industriale.* În : Automatica şi electronica. 7, nr. 6, 1963.
[2] Karp, H. R. *Electronic process control systems.* În : Control engineering 5, nr. 11, nov. 1958, p. 71—96.
[3] Arutinov, K. B. *Novîie razrabotki NII teplopribora.* În : Priborostroienie, nr. 1, ian 1961, p. 23—28.
[4] Barlow, D. şi May, E. D. *What's abaible* in *Europe for electronic process control.* În : Control engineering 7, nr. 6, iun 1960, p. 103—107 ; nr. 8 aug, p. 107—111 ; nr. 10, oct, p. 105—108.

ACTUALITĂŢI*

Calculatoare în industria metalurgică

Cunoscuta introducere de calculatoare numerice în conducerea procesului tehnologic de la uzinele metalurgice Richard Thomas-Baldwins din Anglia, a fost prezentată în comunicarea [1]. Această instalaţie este executată după o schemă în trepte (metoda ierarhică) şi întrebuinţează 9 calculatoare Elliat 803 şi 6 calculatoare General Electric 412. Instalaţia calculatoarelor are ca scop final conducerea automată, a întregii uzine : cocseria, instalaţia de aglomerare furnalele oţelăriei, laminoarele la cald şi rece. Calculatoarele primesc informaţiile necesare în ce priveşte comenzile care trebuie realizate, limitările date de capacitatea de producţie, precum şi secvenţele obligatorii. Pe baza acestor informaţii, calculatoarele stabilesc programul de producţie optim şi îl transmit sub formă de instrucţiuni personalului uzinei sau direct maşinilor. Ca subproduse ale acestei automatizări apar rapoarte de producţie, stabilirea preţului de cost, date statistice etc.

Acest ansamblu nu este încă complet pus în funcţiune, fiind încă în curs operaţiile de colectarea a informaţiilor, studiul planificării optime. Se prevede că sistemul va fi în funcţionare completă la finele anului 1964. Comunicarea a dat naştere la numeroase discuţii avînd ca temă : este uşor sau dificil să se aplice o asemenea automatizare la uzinele existente ; laminoarele sînt ele complet automatizate ; se reduce sau nu timpul mediu de livrare a comenzilor ; sînt sau nu, mai puţine deşeuri din tăiere ? După părerea autorilor, este dificil de făcut comparaţia efctelor automatizării la o uzină nouă, avînd deci o suplete de soluţii, cu acelea obţinute la o uzină în funcţiune, care, pe baza unui proces experimental evolutiv, a ajuns însă la o eficienţă ridicată. În ce priveşte celelalte întrebări, experimentările nu au o durată suficientă pentru concluzii finale, dar conducerea uzinei estimează, pe baza rezultatelor obţinute, că timpul mediu de livrare va fi mai scurt, că stocurile intermediare vor fi mai mici şi că deşeurile din tăiere vor fi mai reduse. Unii specialişti americani au sugerat că o soluţie cu mai puţine calculatoare, de o capacitate mai mare, ar fi fost mai bună. Autorii au susţinut că este dificil de proiectat o asemenea instalaţie astfel ca unele dintre calculatoare să aibă o capacitate disponibilă pentru a suplini funcţionarea unui calculator care s-ar defecta, şi că la baza metodei ierarhice este împărţirea procesului tehnologic al uzinei în mai multe părţi astfel încît funcţionarea în ansamblu să nu fie substanţial afectată dacă unul dintre calculatoare se defectează temporar.

* Aceste actualităţi se referă la comunicările şi discuţiile avute la al 2—lea Congres Internaţional al Federaţiei Internaţionale de Automatică (IFAC) care s-a ţinut la Bale în august 1963. Comunicările de la acest congres pot fi consultate la Comisia de Automatizare a Academiei R.P.R.

Rezultate deosebit de importante s-au obţinut prin introducerea unui calculator în conducerea unei părţi dintr-un laminor la cald [2] (fig. 1), calculator care are drept sarcină să calculeze şi să transmită sistemelor de reglare mărimile de intrare. În acest scop, în memoria calculatorului se înmagazinează informaţiile următoare: a) caracteristicile tuturor oţelurilor care vor fi prelucrate; b) influenţa variabilelor aupra acestor caracteristici; c) caracteristicile echipamentului electric şi mecanic al liniei de laminare; d) modelul matematic al procesului care permite să se facă calcule întrebuinţînd datele înmagazinate în calculator.

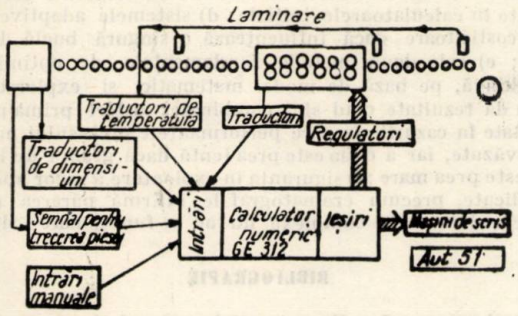


Fig. 1. Schema de principiu a legăturilor calculatorului.

Această comunicare a scos în evidenţă faptul că conducerea prin calculator este avantajoasă atunci cînd parametrii unor operaţii complexe în secvenţă trebuie modificaţi repede fără să se permită ajustarea lor prin încercări succesive. În cazul expus, producţia este de 200 milioane dolari anual cu schimbări frecvente care se realizează în aproximativ 10 minute. Este de menţionat că instalaţia se opreşte pentru întreţinere timp de 8 ore, după o funcţionare neîntreruptă de 14 zile şi de 24 ore de lucru zilnic. Opririle neprogramate s-au ridicat la 0,5 % din timpul de lucru.

Instalaţia cuprinde 5 motoare a 5 000 CP şi un motor de 3 500 CP, alimentate cu redresoare cu mercur. Comunicarea a dat naştere la numeroase discuţii asupra meritelor relative ale unui ansamblu motor-generator sau ale unui redresor cu mercur comandat în legătură cu posibilităţile de frînare. Întrebat asupra condiţiilor cînd este justificată intervenţia operatorului autorul a precizat că el poate ţine ceva mai mult în serviciu un cilindru uzat; calculatorul repartizează normal puterea între cilindri. În figura 2 s-au arătat efectele introducerii calculatorului în precizia dimensiunii prelucrării. De la unele perfecţionări în curs, se aşteaptă obţinerea unor rezultate şi mai bune. Calculatorul are o memorie de 16 000 cuvinte a 20 bit cu timp de acces de 12,5 ms, 160 de intrări analogice şi 30 de semnale de ieşire. Rezultatele obţinute au justificat proiectarea unei noi instalaţii cu un calculator de capacitate mai mare care să conducă porţiuni mai mari din procesul tehnologic.

A. Ia. Lerner (U.R.S.S.) şi W. E. Miller (S.U.A.), care au condus secţiile consacrate automatizărilor în metalurgie, au tras unele concluzii generale, dintre care menţionăm: a) progresul în automatizarea proceselor industriale este inseparabil de progresul în studierea acestor procese pentru ale stabili caracteristicile dinamice şi statice; b) sistemele sigure la defectare, deşi necesită investiţii mai mari, sînt justificate; c) cele mai importante sarcini sînt acuma stabilirea algoritmelor de conducere, instrumente de măsură mai bune şi stabilirea unor procese continue; d) comutaţia statică s-a introdus cu succes în automatizările secvenţiale din acest domeniu.

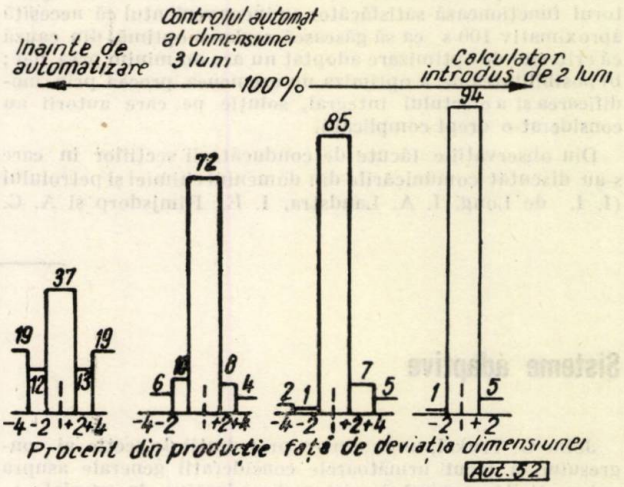


Fig. 2. Îmbunătăţirea dimensiunii laminării.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hersom, S. E. şi Massey, R. G. *Automation in steelworks with special reference to the use of digital computers for production scheduling and information transmission* (Anglia), secţia A—32.

[2] Beadle, R. G. *On line computer control of hot strip finishing mill for steel.* (S.U.A.), secţia A—32.

Industria chimică şi petrolieră

Studiul experimental al răspunsului unui schimbător de căldură şi al unui dispozitiv de amestec, a făcut obiectul comunicării lui Delvaux [1]; experienţele făcute la Universitatea din Liège au arătat că rezultatele sînt comparabile pentru ridicările făcute prin: a) metoda unei modificări în treaptă a mărimii de intrare; b) metoda unei mărimi de intrare sinusoidă sau c) prin determinarea funcţiei de transfer $Y(s) = \frac{e^{-T_m s}}{Ts + 1}$ în care timpul mort T_m şi constanta de timp T sînt determinate din curbele ridicate cu metoda *a*. În aceste experimentări $T_m \sim 4s$ şi $T = 9.4$ m, adică $T_m = 150$, în cazul dispozitivului de amestec, în timp ce la schimbătorul de căldură $T_m/T = 4$. Discuţiile pe marginea acestei comunicări s-au referit la: a) precizia măsurărilor care a fost considerată nesatisfăcătoare; b) posibilitatea aplicării metodei *V*. Strejc care înlocuieşte sistemul real avînd mai multe constante de timp cu un proces avînd o singură constantă T de ordinul n cu un timp mort T_m; c) posibilitatea de a întrebuinţa metode statistice în determinarea răspunsului procesului; d) metode moderne pentru a analiza răspunsul sistemului la o modificare în treaptă a mărimii de intrare altele decît cele întrebuinţate de autor.

Comunicarea [2], făcută de Volter (U.R.S.S.), a avut ca obiect studierea, cu ajutorul metodei Liapunov, a instabilităţii reacţiei de polimerizare a etilenei. În exploatare s-au constatat autooscilaţii care au produs modificări ale calităţii şi cantităţii de produse. S-au propus scheme de automatizare care să cuprindă şi elemente de blocare necesare pentru siguranţa procesului de producţie. Importanţa comunicării a fost evidenţiată de numeroasele discuţii: a) dacă datele obţinute experimental sînt concludente, pentru că reactorul nu ajunge în mod normal într-un regim staţionar şi poate funcţiona cu un număr redus de combinaţii ale parametrilor variabili; b) dacă formula pentru ieşirea reactorului dată de autor reprezintă modelul matematic numai al reactorului sau cuprinde şi elemente introduse pentru a asigura stabilitatea procesului; c) dacă ecuaţiile obţinute sînt tipice, pentru că în

unele cazuri similare s-au obţinut relaţii între timpul de reacţie, lungimea reactorului şi temperatura de reacţie, fără oscilaţiile de temperatură menţionate în lucrare.

Isobe şi Totani (Japonia) au prezentat [3] proiectarea unui regulator adaptiv a cărui parte proporţională se modifică automat pentru a optimiza reglarea procesului. Un asemenea regulator prezintă interes în cazurile cînd amplificarea procesului însuşi variază mult cu timpul. În reglările pentru asemenea procese cu regulatoare convenţionale PI, efectul P se stabileşte ţinînd seamă de amplificarea maximă a procesului, şi deci această reglare nu mai este satisfăcătoare dacă amplificarea procesului a scăzut. Experimentările iniţiale prin modelare au arătat că un asemenea regulator funcţionează satisfăcător şi că se produce o compensare la aproximativ 2 m de la apariţia modificării în proces. Timpul integral T_i a rămas acelaşi, şi anume de 5 s.

Criteriul de optimizare adoptat a fost minimul integralei abaterii pătratice. Întrebările puse autorilor s-au referit la : a) rezultatele experimentărilor recente care au arătat că regulatorul funcţionează satisfăcător cu inconvenientul că necesită aproximativ 100 s ca să găsească reglarea optimă, din cauză că criteriul de optimizare adoptat nu are un minim prea net ; b) posibilitatea de a optimiza un asemenea proces prin modificarea şi a efectului integral, soluţie pe care autorii au considerat-o drept complicată.

Din observaţiile făcute de conducătorii secţiilor în care s-au discutat comunicările din domeniul chimiei şi petrolului (I. I. de Long, I. A. Landstra, I. E. Rimjsdorp şi A. C. Timers) reproducem următoarele : a) progresele recente ale automatizării în aceste domenii se datoresc analizoarelor calitative automate şi calculatoarelor ; b) calculatoarele au îmbunătăţit producţia în uzinele unde era o experienţă de cîţiva ani ; c) probabil cea mai bună soluţie este de a introduce o ierarhie de calculatoare. cu care metodă există o oarecare suplete în calculatoarele iniţiale ; d) sistemele adaptive sînt prea costisitoare dacă influenţează o singură buclă de reglare ; e) cele două metode fundamentale de optimizare (predictivă, pe bază de model matematic, şi exploratoare) par a da rezultate cînd sînt combinate ; astfel prima nu dă rezultate în cazurile în care performanţele procesului nu pot fi prevăzute, iar a doua este prea lentă dacă gradul de libertate este prea mare ; f) siguranţa în exploatare a unor aparate complicate, precum cromatografele, infirmă părerea generală că elementele complexe nu au o funcţionare sigură.

BIBLIOGRAFIE

[1] Delvaux, L. *Experimental study of the dynamic behaviour of a heat exchanger and a mixing process* (Belgia), secţia A-35.

[2] Volther, B. V. *Study of industrial production of polyethylene under high pressures and of the automatic control of the process* (U.R.S.S.), secţia A-36.

[3] Isobe, T. şi Totani, T. *Analysis and design of a parameter-perturbation adaptive system for application to process control* (Japonia), secţia A-37.

Sisteme adaptive

John G. Truxal, unul dintre preşedinţii de secţie ai congresului, a făcut următoarele consideraţii generale asupra automaticii în general şi a sistemelor adaptive, în special :

— În mai puţin de un deceniu, automatica s-a dezvoltat considerabil, de la studierea sistemelor liniare cu o singură buclă, pentru a cuprinde actualmente : teoria modernă a stabilităţii sistemelor automate, optimizarea, sistemele adaptive, automatele finite, maşinile care învaţă şi recunosc, sistemul neurologic uman, instituţiile sociale.

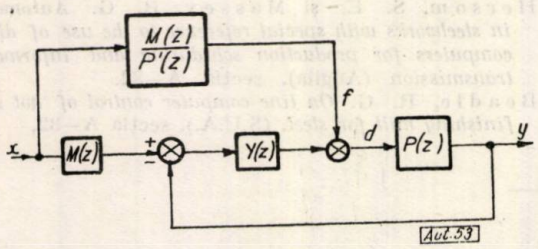


Fig. 1 Scheme-bloc ale unui sistem adaptiv :
M (z) este funcţia de transfer a răspunsului ideal ;
P (z) — funcţia de transfer a procesului ;
P' (z) — funcţia de transfer a modelului procesului ;
Y (z) — regulatorul.

— O preocupare esenţială a inginerilor automatişti este legată de conducerea adaptivă a proceselor. În acest caz, caracteristicile dinamice ale regulatorului sînt astfel proiectate încît să facă faţă variaţiilor neprevizibile ale mărimilor de intrare şi ale parametrilor procesului.

— O teorie logică a sistemelor adaptive trebuie să se bazeze pe teoriile optimizării, stabilităţii şi identificării. Un al patrulea aspect, sensibilitatea, a fost arătat pînă acum în mod superficial.

În această direcţie, P. F. Klubnikin (U.R.S.S.) [1] a prezentat realizarea unui sistem adaptiv, întrebuinţînd un calculator numeric care lucrează cu o scară de timp mult mai rapidă decît a procesului. Concepţia adaptivă constă în compensarea modificărilor dinamice ale procesului prin utilizarea unui model al procesului (fig. 1). Cu notaţiile autorului, din figură :

$$\frac{Y}{X} = \frac{M(z)\left[P(z)\,.\,Y(z) + \dfrac{P(z)}{P'(z)}\right]}{P(z)\,Y(z) + 1} = M'(z),$$

în care $M(z)$ este funcţia de transfer care ar corespunde unui răspuns ideal, z fiind variabila transformatei în z.

Dacă $P(z) = P'(z)$, adică dacă procesul şi modelul au funcţii de transfer identice, atunci $Y/X = M(z)$. Determinarea adaptabilităţii optime se stabileşte luînd ca criteriu $\sum = [M(z) - M'(z)]X$, în care M (z) este funcţie de transfer optimă şi $M'(z)$ este funcţie de transfer efectivă. Strategia calculatorului constă în a căuta un minim pentru $\sum$. În acest scop se modifică caracteristicile regulatorului $Y(z)$ astfel încît să se obţină acest minim. După aceasta se calculează valoarea semnalului care se aplică procesului.

În cadrul discuţiilor, specialiştii englezi au arătat că cu o soluţie asemănătoare se fac experimentări şi în Anglia.

BIBLIOGRAFIE

[1]. Klubnikin, P. F. The realization of a self-adapting control programme in a system with a digital calculating machine (U.R.S.S.), secţia T-21.

Conducerea proceselor industriale prin calculatoare

Problemele teoretice care apar în conducerea proceselor industriale prin calculatoare se pot clasifica cel mai bine cu ajutorul schemei din figura [1]. Aceste probleme sînt :
1. Stabilirea modelului matematic care poate fi utilizat pentru

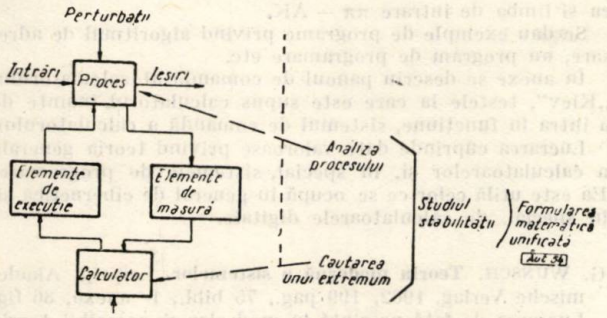


Fig. 1. Unele probleme importante teoretice în conducerea proceselor prin calculatoare.

optimizarea procesului, ceea ce constituie analiza procesului.
2. Căutarea unui extremum sau găsirea algoritmului pentru această optimizare. Această problemă a fost cercetată în numeroase lucrări bazate pe metodele Pontriaghin (U.R.S.S.) şi Bellman (S.U.A.).
3. Cercetări în legătură cu stabilitatea sistemului în ansamblu, ceea ce implică studiul stabilităţii unui sistem cu mai multe mărimi de intrare şi de ieşire. Pentru aceste cercetări s-au utilizat metodele Liapunov.
4. Formularea generală unificată în limbaj matematic a problemelor. Din cauză că calculatoarele necesită investiţii mari este necesar în stadiul actual să se examineze şi soluţii fără calculatoare [2]. Schema propusă pentru cazul cînd trebuie să se compenseze variaţii mari, de la 1 la 100, în amplificarea K a procesului (fig. 2, *a*) este arătată în figura 2 *b*. În acest caz, aparatura cuprinde numai un filtru şi un amplificator.

Aspectele teoretice ale conductei proceselor prin calculatoare au făcut obiectul a numeroase comunicări, dintre care citäm : [3] pentru căutarea optimului în cazul în care expresia matematică a dinamicii procesului este necunoscută ; [4] pentru compararea a diferite metode pentru obţinerea optimului, rezultînd că, din punctul de vedere al timpului necesar, metodele „în paşi" şi cu „semnal sinusoidal" sînt echivalente şi lungi în comparaţie cu „metoda modelului".

Aspectele teoretice ale întrebuinţării calculatoarelor derivă din teoria sistemelor optimale. Opinia exprimată de L. Pun [1] este că între aceste două teorii nu este încă o suficientă corelare.

Ca o aplicaţie practică în acest domeniu a fost mult discutată introducerea unui calculator în conducerea unei fabrici de ciment [5]. Această comunicare a evidenţiat — prin discuţiile care au fost provocate — o deosebire de opinii între specialişti. Autorul este de părere că indicări statistice preliminare prin instalaţii de centralizat date care să servească de bază pentru introducerea calculatoarelor constituie o pierdere de timp şi că printr-o proiectare corectă se poate începe de-a dreptul cu conducerea procesului prin calculatoare. Problema este deosebit de importantă şi dacă această metodă

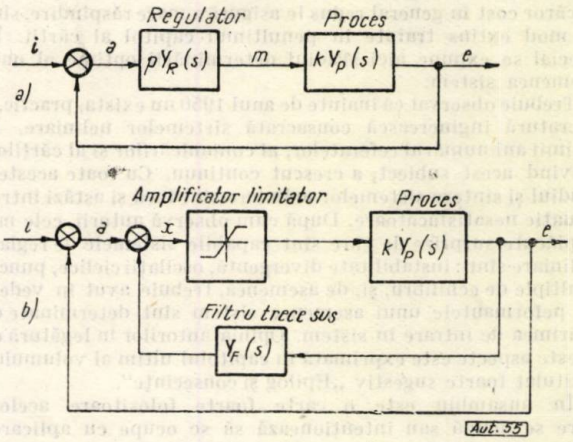


Fig. 2. Sistem adaptiv fără calculator :
a — un sistem de reglare în care K poate varia de la 1 la 100 ; *b* — schema propusă ca să se menţină K constant.

se va dovedi justă prin aplicaţii va influenţa în mod substanţial proiectările viitoare în acest domeniu. Aceste discuţii trebuie avute în vedere şi în studiile viitoare din ţara noastră.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pun, L. *Control's team reparting.* In Control, oct. 1963.
[2] Kochenburger, R. I. *Self-adaptive method for accomodating large variations of plant gain in control system* (S.U.A.), secţia A-45.
[3] Popov, E. P., Loskutov, G. M. şi Iusupov, R. M. *Adaptive control system without trial in puts signals* (U.R.S.S.), secţia T-4.
[4] Mesch, F. *A comparison of the measuring time in self adjusting control systems* (R.F.G.), secţia T-4.
[5] Phillips, R. A *Automation of a Portland cement plant using a digital control computer* (S.U.A), secţia A-41.

I. Papadache

RECENZII

DUNSTAN GRAHAM şi DUANE MERUER. **Analiza sistemelor de reglare neliniare** (Analysis of nonlinear control system). NewYork, Wiley, 1962.

Interesul tehnicienilor pentru sistemele de reglare neliniare a crescut considerabil în ultimii ani, datorită performanţelor ridicate care se pot obţine cu asemenea sisteme de reglare.

Scopul acestei cărţi este de a prezenta metodele matematice esenţiale cu care se pot rezolva problemele care apar în proiectarea unui sistem de reglare neliniar. Aceste probleme se referă la stabilitatea, precizia şi regimul tranzitoriu în asemenea sisteme neliniare.

Punctul de vedere al autorilor a fost ca expunerea să fie folositoare inginerilor practicieni. Pentru aceasta, prezentarea teoretică este însoţită de exemple variate.

Capitolele importante ale cărţii sînt :

Ecuaţiile diferenţiale ale sistemelor de reglare neliniare. În acest capitol se examinează aspectele tipice create prin prezenţa reacţiei care caracterizează sistemele de reglare, şi anume : apariţia de armonice suplimentare faţă de frecvenţa mărimii de intrare, fenomenele de rezonanţă, influenţa amplitudinii mărimii de intrare asupra stabilităţii, multiplicitatea stărilor staţionare, regimurile tranzitorii neexponenţiale, oscilaţiile ciclice.

Metodele generale cu care se studiază sistemele neliniare cuprind în principal expunerea metodelor Liapunov, precum şi metoda funcţiei de descriere a sistemului (raportul complex al primei armonice a mărimii de ieşire faţă de mărimea sinusoidală de intrare). Această din urmă metodă este aplicată în numeroase exemple de elemente neliniare.

Cum era de aşteptat, un capitol important se referă la studiul sistemelor de reglare avînd mărimea de intrare sinusoidală. Acest capitol cuprinde numeroase exemple.

În afară de sistemele neliniare cu intrare sinusoidală, o importanţă deosebită o prezintă studiul acestor sisteme avînd

mărimea de intrare descrisă prin metode statistice. Autorii expun această teorie care prezintă numeroase aspecte matematice subtile într-un mod deosebit de reuşit.

Una dintre metodele cele mai generale pentru studiul performanţelor sistemelor neliniare este denumită spaţiul fazelor. Metoda îşi datorează eficienţa în special faptului că se poate face o reprezentare grafică în plan, metoda fiind obişnuit denumită planul fazelor. Un capitol este consacrat acestei metode.

Stabilitatea sistemelor neliniare este analizată întrebuinţîndu-se metoda precedent descrisă. Se expun în acest scop teoremele lui Poincarè, Liénard, Mathieu şi în special metoda a doua a lui Liapunov.

Sistemele de reglare întrebuinţînd elemente de tip releu, al căror cost în general redus le asigură o mare răspîndire, sînt în mod extins tratate în penultimul capitol al cărţii. În special se expune aici studiul determinării optime al unui asemenea sistem.

Trebuie observat că înainte de anul 1950 nu exista, practic, o literatură inginerească consacrată sistemelor neliniare. În ultimii ani numărul referatelor, al comunicărilor şi al cărţilor, privind acest subiect, a crescut continuu. Cu toate acestea, studiul şi sinteza sistemelor neliniare sînt încă şi astăzi într-o situaţie nesatisfăcătoare. După cum observă autorii, cele mai neplăcute surprize de care sînt capabile sistemele de reglare neliniare sînt : instabilitate divergentă, oscilaţii ciclice, puncte multiple de echilibru, şi, de asemenea, trebuie avut în vedere că peformanţele unui asemenea sistem sînt determinate de mărimea de intrare în sistem. Opinia autorilor în legătură cu aceste aspecte este exprimată în capitolul ultim al volumului, intitulat foarte sugestiv „Epilog şi consecinţe".

În ansamblu este o carte foarte folositoare acelora care se ocupă sau intenţionează să se ocupe cu aplicarea sistemelor neliniare în practica industrială.

I. Papadache

V. M. GLUŞKOV şi E. L. LUSCENKO **Calculatorul electronic „Kiev".** Kiev Editura de stat pentru literatură tehnică a R.S..S. Ucrainene, 1962, 184 pag., 23 ref. bibl., 3 anexe, 6 tab., 4 fig.

Lucrarea de faţă cuprinde descrierea calculatorului electronic universal „Kiev", realizat în laboratoarele de tehnica calculului ale Institutului matematic al Academiei de Ştiinţe a R.S.S, Ucrainene, la iniţiativa acad. B.V. Gnedenko, de către un colectiv care a lucrat sub conducerea acad. S. A. Lebedev.

În lucrare se descriu caracteristicile principale ale maşinii „Kiev" şi se dau o serie de detalii privind utilizarea acestui calculator.

În primul capitol se arată care sînt dimensiunile, greutatea şi părţile componente ale calculatorului „Kiev". Este vorba despre o maşină cu trei adrese, care efectuează 15 000 de adunări, 5 000 de înmulţiri şi 3 000 de împărţiri pe secundă. Ţinînd seamă de faptul că, în medie, circa 80% din operaţiile cuprinse în programele de lucru ale maşinii sînt adunări, 15% înmulţiri şi 5% împărţiri, rezultă că viteza medie a calculatorului „Kiev" nu este mai mică de 10 000 operaţii pe secundă. Viteza de lucru poate fi încă mărită luîndu-se unele măsuri suplimentare, de exemplu realizînd programele în mod adecvat.

Maşina „Kiev" operează cu numere formate din 40 de digiţi, fără a se socoti semnul.

Memoria operativă cuprinde 1 024 de cuvinte formate din 41 de digiţi. Există, de asemenea, o memorie pasivă care, ca şi memoria operativă, este formată cu ferite.

Timpul de acces la memoria operativă este de 10 μs, iar un ciclu de lucru la memoria pasivă este de 4 μs.

Memoria exterioară este formată din trei tambure magnetice avînd în total o capacitate maximă de 9 864 de cuvinte.

Datorită utilizării unui sistem serie-paralel, de înregistrare a cuvintelor pe tambur, timpul de acces este de 60 μs, ţinîndu-se seamă că tamburele fac 1 500 rot/min.

Consumul de energie al calculatorului este de 25 kW, maşina utilizînd 2 300 de tuburi electronice, în special 6H1I şi 10 000 de diode cu germaniu.

În capitolul al doilea se abordează problema particularităţilor proprii ale maşinii, anume se arată modul de determinare a criteriilor caracteristice calculatoarelor digitale, problemele numărului de adrese, volumul memoriei etc.

Capitolul al III-lea este rezervat programării calculatorului „Kiev". Se descriu limba de adresare, particularităţile acestei limbi, probleme privind algoritmii.

În capitolul următor se descrie biblioteca de programe ale calculatorului „Kiev".

Ultimul capitol abordează problema importantă a autoprogramării, adică a programelor de programare pentru calculatorul „Kiev". Se descrie şi sistemul de adresare, ca şi limba de intrare ππ — AK.

Se dau exemple de programe privind algoritmul de adresare, un program de programare etc.

În anexe se descriu panoul de comandă al calculatorului „Kiev", testele la care este supus calculatorul înainte de a intra în funcţiune, sistemul de comandă a calculatorului.

Lucrarea cuprinde date valoroase privind teoria generală a calculatoarelor şi, în special, sistemele de programare. Ea este utilă celor ce se ocupă în general de cibernetică şi, în special, de calculatoarele digitale.

G. WUNSCH. **Teoria modernă a sistemelor.** Leipzig, Akademische Verlag, 1962, 199 pag., 75 bibl., 1 anexă, 86 fig.

Lucrarea de faţă prezintă în mod clar şi accesibil teoria modernă a sistemelor electrice liniare.

Lucrarea este constituită în total din cinci capitole.

În primul capitol se prezintă o clasificare a sistemelor electrice şi se face o tratare istorică a modului de considerare a sistemelor şi de determinare a răspunsului acestora. Se expun şi o serie de date privind teoria funcţiilor de o variabilă reală.

În capitolul 2, se consideră funcţiile de transfer şi factorul de transfer, în sisteme liniare, invariabile în timp.

Ca funcţie specială se consideră în primul rînd treapta unitate, după care se trece la integrala Duhamel şi la impulsul Dirac, definit ca limita unui impuls dreptunghiular. Se dau exemple de aplicaţii numerice ale integralei Duhamel.

Se defineşte factorul de transfer al unui sistem şi se ajunge la noţiunea de transformată Laplace, definită unilateral.

Se arată care sînt principalele proprietăţi ale transformatei Laplace şi se stabilesc o serie de proprietăţi generale ale factorului de transfer.

Un subcapitol tratează despre factorul de transfer raţional.

Se consideră dezvoltări de tip Euler şi Padé. Se tratează de asemenea problema aproximării prin funcţii Laguerre.

În acelaşi capitol se tratează şi alte probleme, printre care probleme privind sinteza reţelelor dipolare şi cvadripolare.

Capitolul 3 se ocupă de atenuare, fază şi timp de întîrziere de grup, în sistemele liniare invariante în timp.

Acest capitol începe cu o serie de consideraţii generale asupra caracteristicilor de frecvenţă, după care se studiază relaţia dintre atenuare şi fază. Se abordează problema transformatei Hilbert. Se studiază, de asemenea, sisteme cu atenuare finită, sisteme cu minim de fază şi alte sisteme. Se abordează, de asemenea, problema timpului de întîrziere de grup.

Al doilea subcapitol se ocupă de transformatele Fourier şi Stieltjes. Se expune criteriul Wiener-Paley.

Capitolul 4 este rezervat aplicaţiilor. Se arată diferite metode de a trece din domeniul timpului în domeniul de frecvenţă. Se expun metode bazate pe dezvoltarea în serie şi pe procedee grafice. Se dau exemple practice.

În acelaşi capitol se tratează teoria filtrării optimale după Wiener, şi se expune teoria transformatorului de semnal. De asemenea, se expune problema selectării semnalelor, utilizîndu-se ecuaţia integrală Wiener-Hopf.

Capitolul 4 se încheie cu scurte consideraţii asupra teoriei corelaţiei şi teoriei informaţiei.

Ultimul capitol — capitolul 5 — se referă la sisteme variabile în timp, cu $2n$ poli.

Se începe prin a se defini sistemele liniare variabile în timp şi stabile, după care se expune teoria integralei Duhamel, pentru sisteme liniare variabile în timp. Se dau aplicaţii pentru unele reţele simple.

Lucrarea are un nivel teoretic mai înalt şi constituie o bună expunere introductivă în teoria modernă a sistemelor electrice liniare. Ea este utilă în special automatiştilor şi inginerilor de electronică şi telecomunicaţii.

E. Nicolau

V. V. SOLODOVNIKOV, P. S. MATVEEV, I. S. VALDENBERG şi V. M. BABURIN : **Tehnica de calcul şi utilizarea ei pentru cercetarea statistică şi calculul sistemelor de conducere automată.** Moscova, Maşghiz, 1963, 167 pag., 71 fig., 29 ref. bibl.

În lucrarea de faţă se studiază principiile construirii unui complex de calcul pentru prelucrarea semnalelor aleatorii şi obţinerea din ele a caracteristicilor dinamice corespunzătoare.

Sistemele contemporane de conducere automată sînt adesea puse să lucreze în situaţii a căror analiză se face prin metode statistice.

Aceeaşi situaţie apare şi în ceea ce priveşte sinteza şi proiectarea unor astfel de sisteme de reglare automată.

Pentru rezolvarea cu succes a acestor probleme, în ultimul timp se întrebuinţează pe scară tot mai largă calculatoarele electronice. În acest scop, s-au creat calculatoare electronice specializate, care pot rezolva toate problemele fundamentale ale statisticii dinamicii sistemelor de conducere automată.

Lucrarea de faţă supune atenţiei cititorilor o serie din rezultatele teoretice obţinute în domeniul statisticii dinamicii sistemelor de conducere automată, descriind totodată aparatura electronică cu care se poate rezolva o astfel de problemă.

În primul capitol se introduc o serie de noţiuni privind teoria funcţiilor aleatorii şi noţiunile de proces aleatoriu staţionar, funcţie de corelaţie, densitate spectrală.

Capitolul doi se referă la determinarea funcţiei de corelaţie a unor procese întîmplătoare, obţinute pe cale experimentală. Se începe prin a se da formule de calcul al funcţiei de corelaţie, recurgîndu-se la eşantionarea semnalelor.

Un calculator specializat în vederea determinării funcţiei de corelaţie este calculatorul HK-200, care este descris în capitolul trei.

Metodele statistice de determinare a caracteristicilor dinamice ale unui obiect liniar formează obiectul capitolului patru. Se dau metode algebrice şi statistice de rezolvare a acestei probleme.

Capitolul cinci abordează problema unui calculator specializat pentru rezolvarea ecuaţiilor integrale.

Capitolul şase descrie un calculator specializat pentru studiul obiectelor dinamice cu linii de întîrziere.

În capitolul şapte se analizează precizia sistemelor de conducere automată. Se descriu o serie de dispozitive auxiliare, cum ar fi : un generator de joasă frecvenţă de funcţii aleatorii, determinarea dispersiei la ieşirea sistemului, determinarea funcţiei de corelaţie la ieşirea din sistem.

Ultimul capitol, al optulea, se referă la utilizarea calculatoarelor digitale pentru determinarea caracteristicilor dinamice şi pentru sinteza sistemelor de conducere automată.

Prin marea varietate de probleme abordate, lucrarea de faţă pune la dispoziţia cititorilor un material deosebit de interesant, privind cele mai noi probleme şi direcţiile de cercetare utilizate în automatică. De asemenea, pune la îndemîna cititorilor scheme de principiu şi de detaliu, privind calculatoare electronice speciale, utilizate astăzi în rezolvarea acestor probleme.

E. NICOLAU

B. MAGYARI : **Fotoelecktronika.** Budapesta, Müszaki Könyokiado, 1962, 168 pag., 71 fig., 11 tab.

În zilele noastre, electronica pătrunde în tot mai multe ramuri de activitate, aducînd o considerabilă uşurare a muncii, precum şi o remarcabilă creştere a calităţii producţiei.

Broşura, fiind adresată radioamatorilor şi fotografilor amatori, îşi propune să prezinte cîteva realizări ale electronicii în domeniul tehnicii fotografice. Ţinînd seamă de faptul că în ultimii ani în ţara noastră mişcarea fotografilor amatori a luat o amploare considerabilă, broşura de faţă reprezintă un ajutor preţios pentru cei care vor să treacă la realizarea unor fotografii de calitate superioară şi la scurtarea operaţiilor de laborator. Aceste operaţii sînt în general laborioase, mai ales cînd este vorba de materiale fotografice color, unde, în plus, aproape toate procesele de laborator decurg în obscuritate totală.

Lucrarea cuprinde patru capitole care tratează despre : relee electronice de timp, exponometre electronice, lămpi fulger electronice (sau lămpi blitz) şi metode de fotografiere a imaginilor apărute pe ecranele oscilografelor catodice şi ale televizoarelor.

Schemele prezentate, dintre care multe tranzistorizate, sînt în general simple, cuprinzînd un număr restrîns de elemente, care au funcţionare sigură şi care se pot construi de orice radioamator. Funcţionarea tuturor schemelor este descrisă amănunţit. La sfîrşitul lucrării, într-o anexă, sînt cuprinse date cu privile la caracteristicile unor tipuri de celule fotoelectrice de fabricaţie Tungsram şi sovietice, a unor stabilitroane, tiratroane şi relee, de fabricaţie sovietică, a unor tuburi cu neon Tungsram, a transformatoarelor de impulsuri şi a tuburilor de descărcare folosite la lămpile fulger electronice, şi alte date.

Datorită modului accesibil în care este prezentat materialul, precum şi datorită problemelor moderne ce le cuprinde, recomandăm prezenta broşură tuturor amatorilor de radio.

B. AVRAMESCU

DOCUMENTARE

Kovalski, Iu. A. **Nivelmetru cu traductor analog-cod.** În : Izmeritelnaia Tehnika, nr. 9, 1963, p. 52—53.

Lucrarea se referă la un nivelmetru folosit pentru rezervoare de produse petroliere. Spre deosebire de nivelmetrele produse în serie în care, pentru adaptare la sisteme de telemăsurare în cod de impulsuri, este necesară o convertire intermediară a semnalului analog. În nivelmetrul descris se foloseşte o convertire directă, folosind un element de măsură discret, o bandă metalică întinsă pe generatoarea rezervorului, pe care, în forma unor dinţi, se aplică un cod primar.

Această bandă trece prin plutitor, în care se găsesc două oscilatoare tranzistorizate. La baza traductorului propriu-zis stă fenomenul de întrerupere a oscilaţiilor în momentul în care un dinte al benzii trece prin întrefierul bobinelor oscilatorului. În felul acesta la o modificare a nivelului de lichid în rezervor, la ieşirea oscilatoarelor, se obţin o serie de impulsuri. În exploatare nivelmetrul descris s-a dovedit simplu şi sigur. A fost folosit cu aparatură secundară în cod de impulsuri de serie.

Comparaţia răspunsului aproximativ cu cel obţinut prin metoda exactă, considerînd toţi parametrii distribuiţi, arată valabilitatea aproximaţiei făcute.

Engelien, G. **Calculul locului rădăcinilor cu ajutorul calculatoarelor electronice** (Die Bereckunng von Wurzelorbskuwen mit Hilfe elektronischer Rechenmaschinen. În : Regelungstechnik II, septembrie 1963, p. 399.

Multe probleme tehnice necesită calcularea rădăcinilor polinoamelor. În special în tehnica reglării este interesantă influenţa parametrilor asupra poziţiei zerourilor în planul complex. În articol se expune o metodă de calculare a locului

rădăcinilor, metodă adecvată calculului pe calculatoare numerice. Metoda nu limitează, prin metodele folosite, domeniul dispunerii rădăcinilor în planul complex (limitarea este impusă doar de posibilităţile calculatorului).

Gray, P. E. **Calculul aproximativ al răspunsului dinamic al dispozitivelor cu efect termoelectric Peltier.** În: Solid-state electronics **6**, nr. 4, iulie—august 1963, p. 339—348.

În majoritatea cazurilor în care este necesară o reglare riguroasă a temperaturii trebuie luată în considerare comportarea în regim tranzitoriu şi în regim dinamic a întregului sistem, şi nu numai a dispozitivului termoelectric de răcire.

Un astfel de studiu al caracteristicilor dinamice a permis calcularea randamentului dispozitivelor de răcire în concordanţă cu cel observat experimental.

Această metodă însă, deoarece consideră dispozitivul termoelectric ca un sistem cu parametri distribuiţi, dă rezultate prea complicate pentru practică.

În articol se demonstrează că, pentru cea mai mare parte a aplicaţiilor practice, răspunsul dinamic al ansamblului termoelectric de răcire este determinat în primul rînd de masa termică a sursei. În acest caz se poate considera evoluţia dinamică a dispozitivului de răcire termoelectric ca o succesiune de stări permanente, sistemul cu parametri distribuiţi putînd fi grupat. Rezultatele devin simple şi uşor de utilizat, practic, eroarea rămînînd acceptabilă.

Regimul în care o astfel de reprezentare este valabilă, şi rezultatele aproximative corespunzătoare sînt obţinute sub forma unor funcţii de transfer.

Ess, J. **Circuit cu autoreglare pentru regulatoare „tot sau nimic"** (Ein selbsteinsbellkreis für zweiperuktregelungen). În: Regelungstechnik II, septembrie 1963, p. 388—393.

Ciclul limită al unui circuit de reglare „tot sau nimic" furnizează un criteriu care dă modificările factorului total de amplificare al circuitului; acest criteriu este legat de autostabilirea circuitului. Modularea datorită releelor determină timpul necesar de măsurare a parametrului circuitului de reglare. Pentru stabilirea acestui parametru este necesar un termen neliniar cu caracteristică exponenţială.

Kovalevskaia, V. V. şi Potapkin, V. K. **Traductor electroacustic temperaratură-frecvenţă.** În: Priborostroienie nr. 2, 1963, p. 11—13.

Se descrie un traductor digital de temperatură, constituit dintr-un rezonator acustic, un microfon şi un telefon, care traduc oscilaţiile acustice în oscilaţii electrice, şi invers. Rezonatorul excită un oscilator, de la care semnalul se amplifică printr-un amplificator tranzistorizat. Se descriu două variante în care se folosesc: a) relaţia teoretică dintre frecvenţă şi temperatură; b) etalonarea individuală. Se descrie amănunţit funcţionarea unui asemenea traductor în domeniul −50 +50 °C. Traductoarele realizate au o sensibilitate de 1,8 Hz °C. Traductoarele sînt, de asemenea, sigure şi simple. Au însă o constantă termică de timp însemnată.

Taylor, D. **Utilizarea materialelor radioactive în radiografia industrială** (Use of radioactive materials in industrial radiography). În: Industrial electronics, vol. **I**, nr. 10, iulie 1963, p. 520—523.

Posibilitatea obţinerii uşoare a izotopilor radioactivi prin iradierea unor mostre în reactor, a dus la utilizarea acestora, în locul generatoarelor de raze X, în particular în radiografia industrială a pieselor turnate şi a sudurilor.

În articol sînt discutate avantajele şi dezavantajele utilizării defectoscopiei cu izotopi radioactivi în comparaţie cu defectoscopia cu raze X.

Astfel, dimensiunile reduse ale surselor cu izotopi permit examinarea unor piese inaccesibile pentru generatoarele de raze X. În schimb la sursele de raze X se poate varia continuu energia radiaţiei pentru a obţine transparenţa optimă, avantaj pe care sursele γ cu izotopi nu îl au, fiind necesară utilizarea izotopului adecvat unui material de o anumită grosime. De asemenea, intensitatea mai mică a surselor cu izotopi, impusă de cerinţele de protecţie în timpul transportului şi de preţul de cost, face ca timpul de expunere necesar să fie mai lung.

În articol sînt prezentate, în afara metodei de defectoscopie fotografică, metode utilizînd detectoare de radiaţii.

Bosc, H. **Utilizarea laserului pentru măsurarea distanţelor** (Utilisation du laser pour la mesure des distances). În: L'onde électrique, vol. **43**, nr. 436—437, iulie-august 1963, p. 738—747.

Realizarea primului laser cu rubin şi posibilităţile noi oferite de lumina coerentă au deschis cîmpuri noi de aplicaţie; multe din acestea nu sînt încă practic utilizabile. În domeniul măsurării distanţelor însă, laserul aduce o soluţie simplă şi eficace, fiind superior sistemelor telemetrice optice cu bază sau telemetrelor radar.

În articol este tratată problema proiectării şi realizării unui telemetru cu laser. Telemetrul realizat utilizează ca emiţător un laser cu rubin cu impuls unic şi un modulator mecanic cu prismă rotativă. Impulsul luminos emis, de o lungime de undă de 6 943 Å, are o putere de vîrf de 1 MW, durata de 50 ns, frontul sub 20 ns şi o perioadă de repetiţie de 20 s. Deschiderea unghiulară a fasciculului luminos la ieşire este de 0,5 miliradiani.

La recepţie este utilizat un sistem cu fotomultiplicator şi filtru, avînd o suprafaţă de intrare de 50 cm^2, o bandă optică de 40 Å şi un randament cuantic de circa 0,02. Deschiderea unghiulară la recepţie este mai mică de 1 miliradian.

Aparatul afişează distanţa măsurată de la 0 la 9 995 m din cinci în cinci metri.

Algar, L. E. şi Marshall, J. E. **Un tiratron cu deuteriu de 200 MW de concepţie nouă** (Un thyratron au deuterium de 200 MW de conception nouvelle). În: L'onde électrique, vol. **43**, nr. 436—437, iulie-august 1963, p. 774—780.

Necesitatea de a comuta puteri foarte mari în instalaţiile radar şi în studiile nucleare, a determinat crearea unui tiratron de concepţie nouă, capabil să comute 40 kV la 10 000 A curent de vîrf cu ajutorul unui semnal de comendă de 10 A la 1 kV.

Acest rezultat este obţinut prin înlocuirea hidrogenului cu deuteriu, ceea ce pentru aceeaşi presiune permite o tensiune de blocaj superioară datorită proprietăţilor dielectrice superioare ale deuteriului.

Tiratroanele cu hidrogen şi deuteriu sînt superioare ignitroanelor cu catod de mercur, atît în ceea ce priveşte timpul de funcţionare, cît şi prin comportarea la frecvenţe ridicate, putînd fi utilizate pînă la mai mulţi kHz, faţă de 500 Hz frecvenţa maximă a ignitroanelor cu mercur. Tubul realizat permite o viteză de creştere a curentului la disrupţie de 20 000 A/μs.

Răcirea electrozilor şi, în particular, evitarea emisiei de grilă sînt asigurate de un înveliş metalic. Presiunea gazului este menţinută constantă de un rezervor cu funcţionare automată. Tubul prezintă astfel o mare siguranţă în funcţionare şi o viaţă foarte lungă, calităţi esenţiale pentru aplicaţiile practice.

Kessler, J. O., Tompkins, B. E. şi Blanc, J. **Dispozitive semiconductoare cu joncţiune *p-n* cu caracteristică variabilă, bazate pe difuzia inversă a ionilor** (Variablecharacteristic p-n junction devices based on reversible ion drift). În : Solide-state electronics, vol. **6**, nr. 3, mai-iunie 1963.

S-a observat că mostre de germaniu conţinînd impurităţi de tip *p* plitiu şi o impuritate de tip *n* cu mobilitate atomică pot fi utilizate pentru fabricarea dispozitivelor cu joncţiune, denumite flexode, ale căror caracteristici pot fi transformate reversibil între stările redresoare şi ohmice.

Aceste transformări sînt produse prin aplicarea unui cîmp electronic la temperatură intrisecă (3 100°C). Ele sînt datorite difuziei ionilor de Li^+, ajutată de cîmp. Se presupune că polarizarea inversă produce precipitarea excedentului de litiu, controlat de un cîmp electric în regiunea joncţiunii *p-n*.

Această precipitare poate împiedica redresarea, cauzînd disrupţia şi scurtcircuitarea joncţiunii.

Precipitatele pot fi îndepărtate din regiunea joncţiunii prin aplicarea polarizării directe, ceea ce duce la restabilirea redresării.

Sînt descrise metode pentru fabricarea flexodelor, pentru a obţine transformări ale joncţiunii, şi este discutat un model pentru creşterea precipitaţiilor în cîmpul electric aplicat. Sînt propuse mai multe aplicaţii practice pentru flexode.

ÎNCEPÎND DE LA 1 IANUARIE 1964

VA APĂREA

Revista MATERIALE PLASTICE

(apariţie trimestrială)

editată de MINISTERUL INDUSTRIEI PETROLULUI ŞI CHIMIEI ŞI DE CONSILIUL NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.

Revista va publica articole, studii, informaţii asupra producerii şi utilizării materialelor plastice în diverse ramuri ale industriei.

Abonamentele se primesc pe adresa: Centrul de documentare al Ministerului Industriei Petroluluişi Chimiei, Bucureşti, b-dul N. Bălcescu nr. 16, Raionul 30 Decembrie, tel. 14.72.10/176, în contul de virament nr. 0136402—17, B.R.P.R.—Filiala 30 Decembrie.

Costul unui abonament anual pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri este de lei 30.

Costul unui abonament anual pentru instituţii este de lei 150.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ÎNTRE 1 și 10 MARTIE 1964 VA AVEA LOC LA **LEIPZIG**

TÎRGUL INTERNAȚIONAL DE MOSTRE

9 000 expozanți din 65 de țări vor prezenta deosebite realizări la nivelul tehnicii mondiale, din toate domeniile industriei.

Orașul Leipzig va fi centrul de comparare a performanțelor tehnice și un prilej deosebit pentru schimbul de experiență.

Tîrgul de la Leipzig va oglindi ritmul rapid de dezvoltare și tehnica înaintată a industriei țărilor socialiste.

INFORMAȚII DETALIATE SE POT OBȚINE LA: LEIPZIGER MESSEAMT, LEIPZIG C1, HAINSTRASSE 18

ABONAȚI-VĂ PE ANUL 1964

LA REVISTELE

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

METALURGIA

ELECTROTEHNICA

Automatica și Electronica

REDACȚIA ȘI ADMINISTRAȚIA, BUCUREȘTI, Str. ION GHICA Nr. 3,
RAIONUL TUDOR VLADIMIRESCU, TELEFON 13.84.16

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–53.004.1
FINDEISEN, W.:
Проектирование регулировочных систем.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 1–8

Изучается эффективность поэтажной регулировки в различных точках применения возмущений. Применяя критерий оптимизации модуля, устанавливается характеристика регуляторов. Приводятся практические примеры применения этих теоретических соображений.

ДК 621.389.001.57 : 622.19
NICOLAU, E. и ADAMACHE, I.:
Электронное моделирование глубоконасосной добычи.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 8–12

Излагаются теоретические основы электронного моделирования глубоконасосной добычи и приводится основная характеристика электронной модели, осуществленной ИКФЕ, Кымпина в сотрудничестве с Бухарестским политехническим институтом, а также экспериментальные результаты, полученные с помощью этой модели.

ДК 621.389.001.57 : 541.18
CONSTANTINESCU, P. и GHYKA, GR.:
О моделировании конструкций механизма для синтезирования белков.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 12–15

Устанавливается алгоритм, принимающий участие в процессе синтеза белков, исходя из которого определяется последовательная цепь реле, моделирующих этот процесс.

ДК 537.311.33 + 537.312.6
CSERVENY, S. и BULUCEA, C.:
Влияние температуры на статическую характеристику полупроводниковых приборов.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 16–21

Проводится обобщение результатов работ [1], [2], в целях получения определенных выводов и уравнений для составления технической характеристики теплового режима полупроводниковых приборов. Рассматривается обращение прямых и обращение характеристики транзисторов.

ДК 621.318.572.016.352
CIOBANU, E.:
Одно из свойств моностабильного триггера.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 22–25

Описывается свойство моностабильного триггера, соответственно которому он может находиться в состоянии квазиравновесия в течение любого промежутка времени проведения серии импульсов.

ДК 621–521/523 : 621.3.024
ROISMAN, W.:
Датчик перемещения постоянного тока, сконструированный на принципе уравновешивания перемещений.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 25–29

Анализируется целесообразность применения датчика перемещения постоянного тока, а также возможности использования последнего в автоматизации и телемеханизации. Дается описание подобного датчика, созданного на принципе уравновешивания перемещений.

ДК 621.313.84.024.2.001.24
RADU, A.:
Высокомощные импульсные магнитные генераторы.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 29–34

ДК 621.317.39 : 627.133 : 532.57.08
SASU, M.:
Измерение быстрых колебаний уровня на гидравлических моделях.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 1, стр. 35–39

ЗАМЕТКИ 39–40
НОВОСТИ 40–43
РЕЦЕНЗИИ 43–45
ДОКУМЕНТАЦИЯ 45–47

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–53.004.1
FINDEISEN, W.:
Das Entwerfen der Regelsysteme.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 1–8

Der Verfasser studiert die Wirksamkeit der Kaskadenreglung im Verhältniss zu verschiedenen Auftretungspunkten der Störungen. Vom Kriterium der Optimalisierung des Moduls ausgehend wird die Bestimmung der Regulatorenkenndaten festgelegt. Es werden praktische Anwendungsbeispiele dieser theoretischen Erwägung angeführt.

DK 621.389.001.57 : 622.19
NICOLAU, E. und ADAMACHE, I.
Die elektronische Modelierung des Tiefpumpens.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 8–12

Es werden die theoretischen Grundlagen der elektronischen Modelierung des Tiefpumpens dargelegt und die wichtigsten Kennzeichen des elektronischen Modells angeführt, das vom Forschungsinstitut für Bohr-und Förderwesen Cîmpina in Zusammenarbeit mit dem Polytechnischen Institut Bukarest ausgearbeitet wurde. Ferner werden auch die Ergebnisse einiger Modellversuche beschrieben.

DK 621.389.001.57 : 541.18
CONSTANTINESCU, P. und GHYKA, GR.:
Uber das Modellieren einer Art des Ablaufs der Eiweissynthese.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 12–15

Die Verfasser bestimmen den Algorythmus während eines Syntheseprozesses des Eiweisses und entwickelt davon ausgehend, ein sekyentionelles Relaisnetz zur Modellierung dieses Prozesses.

DK 537.311.33 + 537.312.6
CSERVENY, S. und BULUCEA, C.:
Der Einfluss der Temperatur auf die statischen Kennlinien der Halbleitervorrichtungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 16–21

Im Aufsatz werden die Ergebnisse der Arbeiten [1], [2] synthetisiert und entwickelt, hinsichtlich der Ermittlung von Schlüssen und Beziehungen für eine technische Kennzeichung des thermischen Zustandes der Halbleitervorrichtungen. Es wird die Umkehrung der direkten und inversen Kennlinie bei der Auschlussdiode und die Umkehrung der Kennlinie der Transistoren studiert.

DK 621.318.572.016.352
CIOBANU, E.:
Eine Eigenschaft der monostabilen Kippschaltungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 22–25

Es wird die Eigenschaft der monostabilen Kippschaltung beschrieben, einen bliebig langen „Impulszug" für die gesamte Dauer des Vorgangs in einem Zustand des Quasigleichgewichts zu halten.

DK 621–521/523 : 621.3.024
ROISMAN, W.
Ein auf Grund des Prinzips der Umlagerungsausgleichung entwickelter Umwandler für Gleichstromverschiebung.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 25–29

Der Verfasser analysiert die Nützlichkeit eines Umwandlers für Gleichstromverschiebung und dessen Anwendungsmöglichkeiten im Bereich der Automatisierung und des Fernmeldewesens. Es wird ein solcher auf Grund des Prinzips des Umlagerungsausgleichung gebauter Umwandler für Gleichstromverschiebung beschrieben.

DK 621.313.84.024.2.001.24
RADU, A.:
Magnetgenerator für starke Impulse.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 29–34

Der Aufsatz behandelt allgemeine Aspekte der Theorie und der Berechungskriterien und enthält eine vergleichende Studie mit klassischen Impulsgeneratoren.

DK 621.317.39 : 627.133 : 532.57.08
SASU, M.:
Das Messen der rapiden Pegelschwankungen an hydraulischen Modellen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 1, S. 35–39

Der Verfasser beschreibt eine Anlage zum Messen der rapiden Pegelschwankungen an hydraulischen Modellen mit Kapazitivumwandler. Die Anlagearbeitet im Hydraulik-Laboratorium des Instituts für hydrotechnischen Studien und Forschungen.

NOTE 39–40
NEUHEITEN 40–43
BUCHBESPRECHUNGEN 43–45
DOKUMENTIERUNG 45–47

SOMMAIRE

CD **621–53.004.1**

FINDEISEN, W.:

L'établissement du projet pour les systèmes de réglage.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 1–8

On étudie l'efficacité du réglage en cascade par rapport aux différents points d'application des perturbations. En utilisant le critérium du meilleur module, on établit les caractéristiques des régulateurs. Suivent des exemples concernant la mise en pratique de ces considérations théorieques.

CD **621.389.001.57 : 622.19**

NICOLAU, E. et ADAMACHE, I.:

Le modelage électronique du pompage à grande profondeur.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 8–12

On explique les bases théoriques du modelage électronique du pompage à grande profondeur et on présente les principales caractéristiques du modèle électronique réalisé par l'Institut roumain de recherches, forage et extraction de Cîmpina en collaboration avec l'Institut polytechnique de Bucarest, ainsi que quelques resultats obtenus à l'aide de ce modèle

CD **621.389.001.57 : 541.18**

CONSTANTINESCU, P. et GHYKA, GR.:

Sur le modelage d'un type de mécanisme de synthèse des protéines.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 12–15

On établit l'algorithme qui intervient dans un processus de synthèse des prothéines et, an prenant cet algorithme pour base, on détermine un réseau séquentiel à relais qui modèle ce processus.

CD **537.311.33 + 537.312.6**

CSERVENY, S. et BULUCEA, C.:

L'influence de la température sur les caractéristiques statiques des dispositifs semiconducteurs.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 16–21

On synthétise et on développe les résultats donnés par les ouvrages [1] et [2] afin d'obtenir des conclusions et des relations qui puissent caractériser, du point de vue technique, la régime thermique des dispositifs semiconducteurs. On examine les courbes de retour des caractéristiques directes et inverses pour la diode à jonctions et la retour des caractéristiques des transistors.

CD **621.318.572.016.352**

CIOBANU, E.:

Une propriété du circuit basculeur monostable.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 22–25

L'auteur décrit la propriété du circuit basculeur monostable de pouvoir être maintenu en état de quasi-équilibre durant l'application d'un train d'impulsions de n'importe quelle longeur.

CD **621–521/523 : 621.3.024**

ROISMAN, W.:

Un traducteur déplacement-courant continu, réalisé selon le principe de l'équilibrage des déplacements.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 25–29

On analyse l'utilité d'un traducteur déplacement-courant continu et les possibilités de son application dans le domaine des automatisations et des télémécanisations. On présente un traducteur de ce type construit selon le principe de l'équilibrage des déplacements.

CD **621.313.84.024.2.001.24**

RADU, A.:

Générateurs magnétiques pour impulsions de haute puissance.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 29–34

L'auteur expose les aspects généraux de la théorie et des critériums de calcul pour les générateurs magnétiques et fait une étude comparative avec les générateurs classiques d'impulsions.

CD **621.317.39 : 627.133 : 532.57.08**

SASU, M.:

Le mesurage des variations rapides de niveau sur modèles hydrauliques.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 1, p. 35–39

On décrit une installation pour le mesurage des variations rapides de niveau sur modèles hydrauliques, à traducteurs capacitifs. L'installation a été mise en fonction au laboratoire d'hydraulique de l'Institut roumain d'études et de recherches hydrotechniques.

NOTE 39–40
ACTUALITÉS 40–43
COMPTES RENDUS 43–45
DOCUMENTATION 45–47

CONTENTS

DC **621–53.004.1**

FINDEISEN, W.:

Designing regulating systems.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 1–8

One discusses the efficiency of cascade regulating towards different application points of disturbances. By using the module optimizing criterium one stablishes the characteristics of regulators. Some practical applications are given to illustrate these theoretical considerations.

DC **621.389.001.57 : 622.19**

NICOLAU, E. and ADAMACHE, I.:

The electronic modelling of deep well pumping.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 8–12

After explaining the theoretical bases of the electronic modelling of deep well pumping one presents the main characteristics of the electronic model achieved at the ICFE-Cîmpina in cooperation with the Bucharest Polytechnical Institute and some of the experimental results obtained.

DC **621.389.001.57 : 541.18**

CONSTANTINESCU, P. and GHYKA, GR.:

Concerning the modelling of a new type of protein synthesis mechanism.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 12–15

Starting from the argorithm occuring in a protein synthesis process one determines a relay sequential network modelling this process

DC **537.311.33 + 537.312.6**

CSERVENY, S. and BULUCEA, C.:

The influence of temperature on the statie characteristies of semiconductor devices.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 16–21

One synthesizes and develops the results of the works [1], [2] in order to obtain some useful conclusions and relations for characterizing from the technical viewpoint the thermic regime of semiconductor devices. One studies the variation inversion of direct and inverse characteristics in junction diodes as well as of transistor characteristics.

DC **621.318.572.016.352**

CIOBANU, E.:

A property of the monostable trigger circuit.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 22–25

The property of the monostable trigger circuit of being maintainable in a puasi-epuilibrium state throughout the application of a however long impulse train is discussed in this paper.

DC **621–521/523 : 621.3.024**

ROISMAN, W.:

A displacement — continuous current transducer achieved on the displacement balancing principle.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 25–29

The author analyses the utility of a displacement — continuous current transducer and its possible uses in the field of automation and telemechanization. A description is given of such a transducer achieved on the principle of displacement balancing.

DC **621.313.84.024.2.001.24**

RADU, A.:

Magnetic generators for high power impulses.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 29–34

The general aspects of the theory and calculus criteria are given for magnetic generators which are compared with classical impulse generators.

DC **621.317.39 : 627.133 : 532.57.08**

SASU, M.:

Measuring the rapid level variations on hydraulic models.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 1, p. 35–39

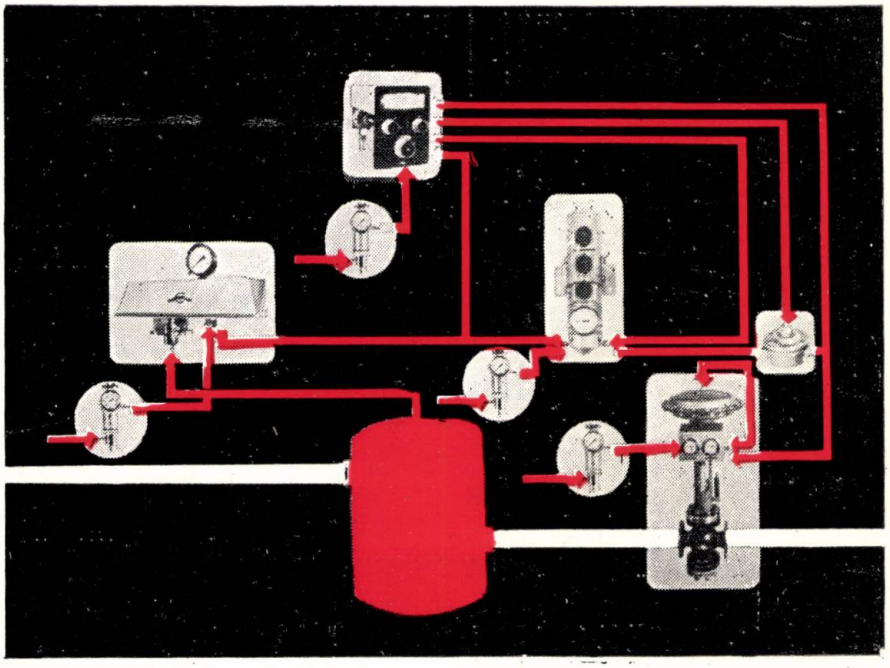
The paper presents an installation for measuring rapid level variations on hydraulic models with capacitive, transducers. This installation is now working in the hydraulics laboratory of the Institute for hydrotechnical studies and researches.

NOTE 39–40
NEWS 40–43
REVIEWS 43–45
DOCUMENTATION 45–47

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Control - reglare

- Elemente pneumatice pentru automatizare
- Linii complete de reglare pneumatică
- Instalaţii complete în întregime tranzistorizate pentru măsurarea de mare precizie a nivelului în parcurile de rezervoare



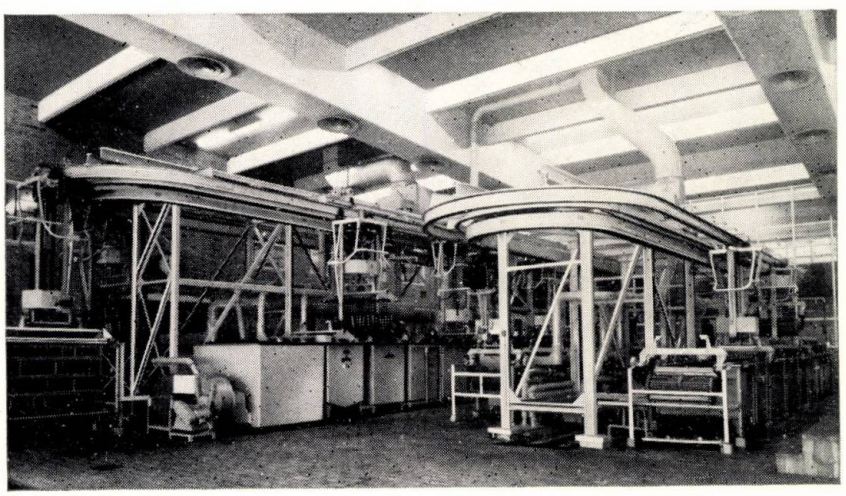
Exportă

METRIMPEX
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Căsuţa poştală: Budapesta 62 • B.P. 200 • Ungaria
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX M BUDAPEST

AUTOMATIZARE ÎN TEHNICA GALVANIZĂRII



Blasberg

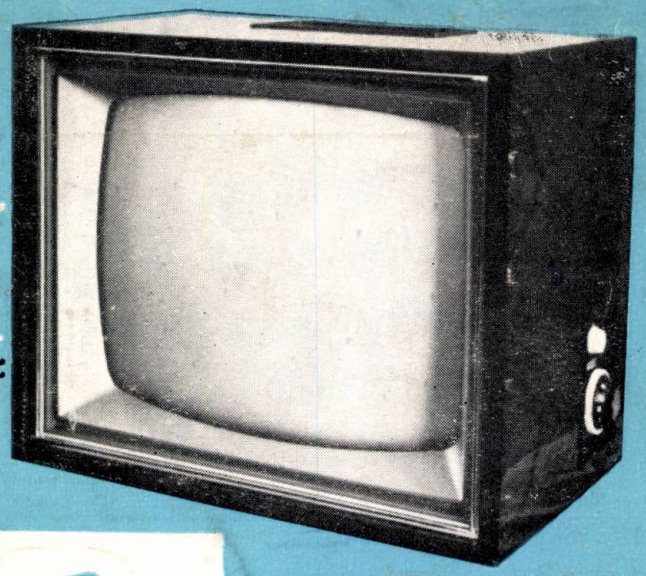
BLASBERG livrează: Instalaţii automate de mare productivitate, pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor
Săruri de înaltă productivitate şi preparate pentru orice operaţie de tratare pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

PRODUSE SPECIALE DEOSEBITE

Automate cu comandă program
Băi de înaltă productivitate pentru nichelarea lucioasă pentru densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi pentru cromare dură
Băi de cromare cu reglaj automat
Instalaţii de protecţie cu crom pentru împiedicarea formării ceţei dăunătoare sănătăţii
Băi pentru acoperiri cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, băi pentru zincare lucioasă, acidă şi alcalină; băi pentru cadmiere lucioasă.
Preparat pentru eloxare lucioasă
Toate pastele pentru şlefuire şi lustruire

Friedr. Blasberg GmbH. Solingen

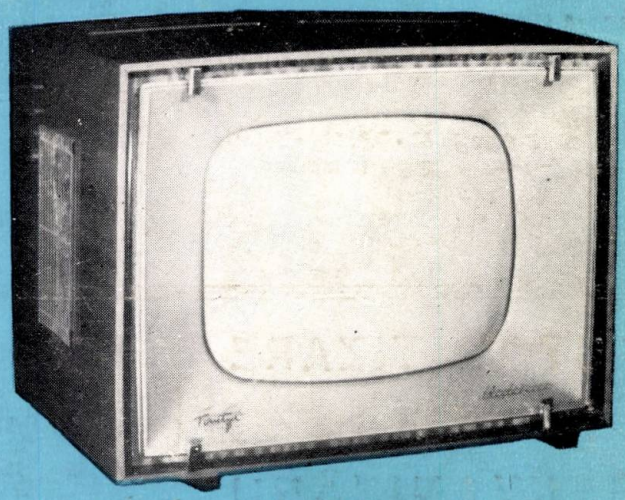
Telefon: 1565[illegible] Bundesrepublik Deutschland FS: 08514835



LUCHIAN

VS.47–632

televizor modern: ecran dreptunghiular cu diagonala de 47 cm ● plajă mare de reglaj la luminozitate și contrast ● stabilitate excelentă ● realizat parțial cu cablaj imprimat ● poate recepționa 12 canale ● definiție foarte bună a imaginii ● 15 (16) tuburi electronice 2 diode cu siliciu 3 diode cu germaniu.



TONITZA

televizor realizat cu: circuite imprimate ● linie elegantă ● stabilitate remarcabilă ● imagine de inaltă calitate ● comutator de canale cu 12 poziții ● diagonala ecranului de 43 cm ● 16 tuburi electronice 2 diode cu germaniu 2 diode cu seleniu ● tensiunile de alimentare: 120 și 220 V.

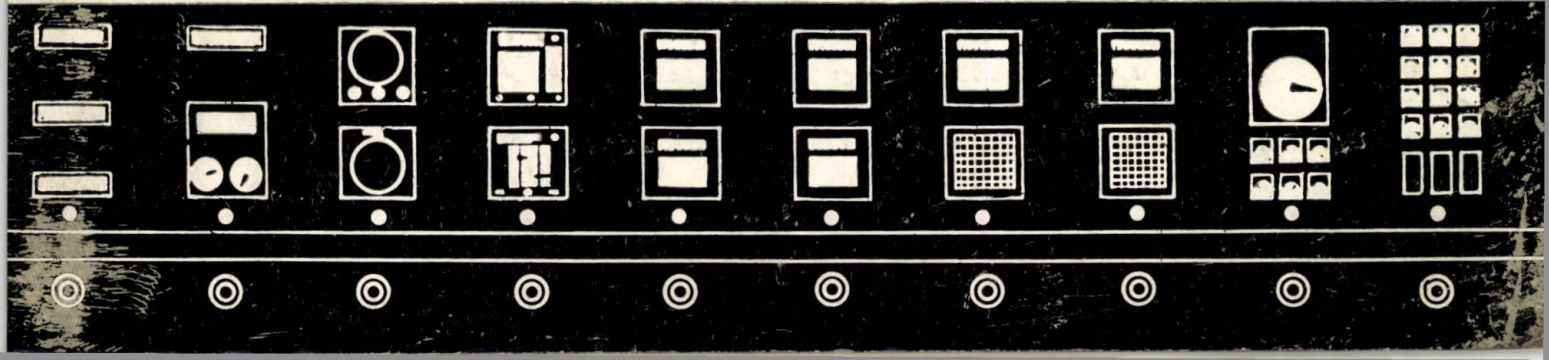
Electronica

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

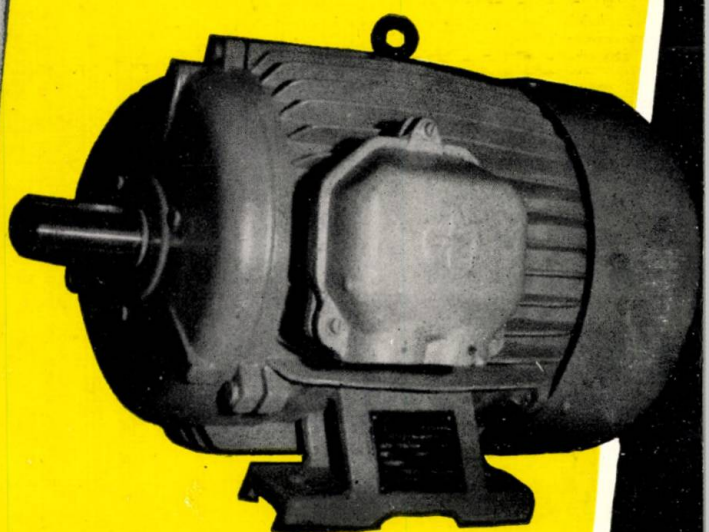
2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 2 • MART. — APR. • 1964



MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS
MTAGIÓS KÖZPONT
1883

Intreprinderea ELECTROMOTOR TIMIŞOARA



Execută:

- motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecţie IP 44, de 4—30 kW
- aspiratoare de praf tip „Record"
- uscătoare de păr tip „Zefir"
- ventilatoare de masă

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Automatica și Electronica

Vol. 8 (1964) nr. 2 (martie–aprilie), p. 49–96

CUPRINS

CZ 621.643.2 – 523.2.001.24 : 622.323
NESTORESCU, D. :
Unele probleme ale automatizării alimentării cu agent de lucru a sondelor în erupție artificială continuă
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 49—55

În articol se expun rezultatele obținute în U.R.S.S. în domeniul automatizării cu agent de lucru a sondelor în erupție artificială continuă. Plecînd de la ecuațiile diferențiale ale conductei magistrale și ale conductelor de alimentare stabilite de autorii sovietici E. M. Nadjafov și A. A. Abdulaev, autorul face o dezvoltare teoretică pentru a arăta utilitatea acestei soluții tehnice.

CZ 621.317.39.084.2
RACOVEANU, N. :
Traductoare ale unor mărimi mecanice cu element de măsură biparametric LC
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 56–60

Se descriu traductoare pentru forță, presiune, accelerație, moment de torsiune, realizate cu ajutorul elementului de măsură biparametric LC. Aceste traductoare, pe lîngă o creștere substanțială a sensibilității, asigură posibilitatea unor înregistrări numerice de precizie ridicată. Cele mai interesante rezultate obținute cu aceste traductoare se referă la analiza unor procese tranzitorii în instalații în care studiul acestei categorii de mărimi mecanice prezintă însemnătate.

CZ 621.395.646 : 647.1.001.14
COMĂNESCU, V. :
Proiectarea repetorului pe emitor ca element în schemele de comutație statică
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 60–65

Se prezintă schemele clasice de repetoare pe emitor și se arată modul în care trebuie să se facă proiectarea lor; se propune un tip nou de repetor pe emitor pentru funcționarea cu tensiuni de 24 V, dîndu-se schema, modul de calcul și rezultatele experimentale. Circuitul propus face ca repetorul pe emitor să lucreze ca un element ideal de comutație statică cu avantajul că numărul de sarcini logice elementare legate la ieșirea lui se pot dubla față de montajul obișnuit.

CZ 621.316.722.1 – 523.2 : 621.385.2.13
MILLEA, A. :
În legătură cu condițiile de funcționare optimă a stabilizatoarelor parametrice de tensiune cu diode Zener
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 66–72

Se examinează două probleme legate de proiectarea stabilizatoarelor parametrice de tensiune cu diode Zener, care nu sînt amintite sau sînt tratate sumar în literatură : alegerea valorii curentului prin diodele Zener și a tensiunilor intermediare la stabilizatoarele cu mai multe etaje. Se arată că există valori optime ale acestor mărimi, care asigură un factor de stabilizare maxim. Se indică, de asemenea, metode de proiectare a stabilizatoarelor de tensiune cu un etaj, respectiv cu două etaje.

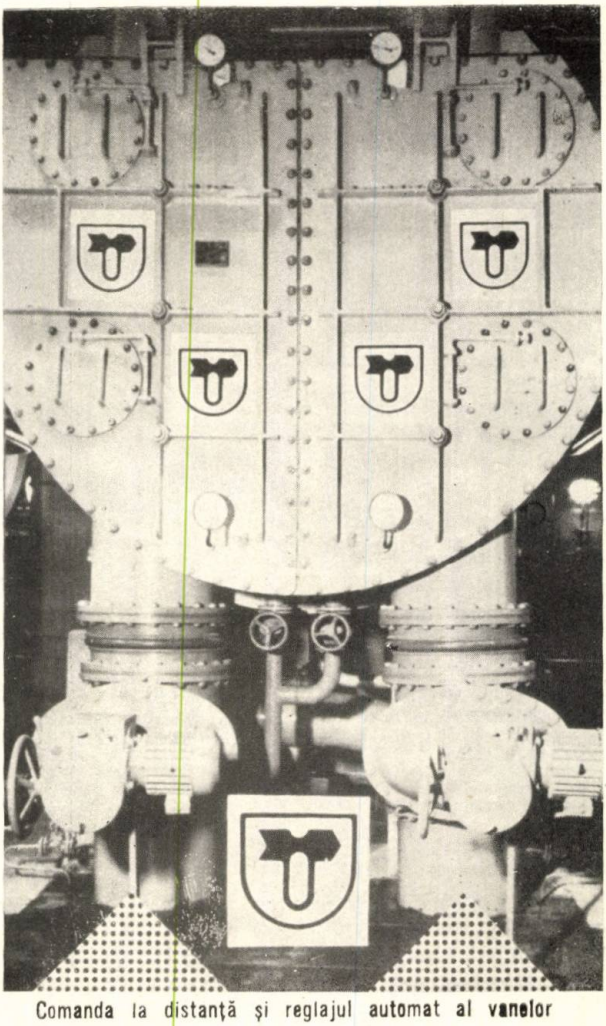
CZ 621–525 :518.5
FLOREA, S., DUMITRACHE, I. și GĂBURICI, V. :
Elemente pneumatice folosite în tehnica calculului analogic și numeric
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 73–79

În articol se prezintă principalele elemente și dispozitive pneumatice, construite pe baza principiului deplasărilor mecanice și interacțiunii jeturilor de aer și folosite în tehnica calculului analogic și numeric.

CZ 621.389–52/53.002.6(498)
PREDOI, A. și HUHULESCU, M. :
Aparatura electrică pentru instalații de automatizare realizată în serii unitare
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 80–87

În lucrare se prezintă aparatura electrică de joasă tensiune produsă în R.P.R. destinată sistemelor de comandă electrică din schemele de automatizare.

Actualități • Recenzii • Documentare • Cronică



Comanda la distanță și reglajul automat al vanelor de închidere, de reglaj și de amestecare,

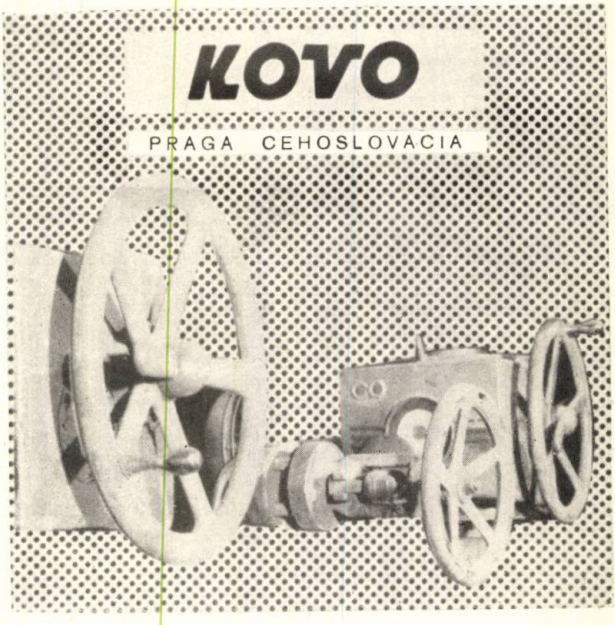
prin motoare electrice pe boghiuri

cu mișcare liniară
cu mișcare rotativă
cu mișcare de bielă manivelă

Importă: **TEHNOIMPORT**, str. Doamnei, nr. 5

KOVO

PRAGA CEHOSLOVACIA



MŰSZAKI KÖNYVTÁRI ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.

Vol. VIII (pag. 49—96) nr. 2, martie—aprilie București, 1964

Ing. D. NESTORESCU

Unele probleme ale automatizării alimentării cu agent de lucru a sondelor în erupție artificială continuă

Automatizarea alimentării cu agent de lucru este o problemă complexă, care necesită cunoașterea aprofundată a bazelor teoretice și fizice ale procesului tehnologic. Cercetătorii sovietici A. A. Abdulaev și E. M. Nadjafov au studiat aceste probleme și au propus o soluție [2], [3], care pînă în momentul de față s-a dovedit a fi cea optimă și care a rezistat timpului. În articol se arată utilitatea acestei soluții tehnice în scopul folosirii ei și în țara noastră.

1. Scurtă descriere a procesului tehnologic

La sondele exploatate în regim de erupție artificială ridicarea la suprafață a țițeiului din strat se face printr-o energie suplimentară transmisă cu gazele comprimate introduse în sondă.

În figura 1 este reprezentată schematic o sondă în erupție artificială. Țițeiul din strat pătrunde în interiorul sondei, ridicîndu-se pînă la un anumit nivel h la care coloana de țiței echilibrează presiunea din strat P_s, adică:

$$P_s = \gamma \cdot h,$$

unde γ este greutatea specifică a țițeiului.

În sondă este introdusă o coloană de extracție al cărui șiu este situat sub nivelul lichidului în sondă.

În spațiul inelar format se introduc gaze comprimate de la o stație de compresoare. Prin aplicarea presiunii suplimentare a gazelor, nivelul lichidului din spațiul inelar coboară, iar nivelul lichidului în coloana de extracție crește pînă ce diferența de nivel a lichidului compensează presiunea excedentară.

Crescînd presiunea gazelor, nivelul lichidului din spațiul inelar poate coborî pînă la șiul coloanei de extracție. Gazele, pătrunzînd în coloana de extracție, ridică lichidul din coloană la suprafață, determinînd și o scădere a presiunii gazelor, astfel încît nivelul de lichid tinde să se ridice din nou, repetîndu-se fenomenul descris.

Studiul teoretic și cercetările experimentale, efectuate pe sonde reale, arată că sondele în

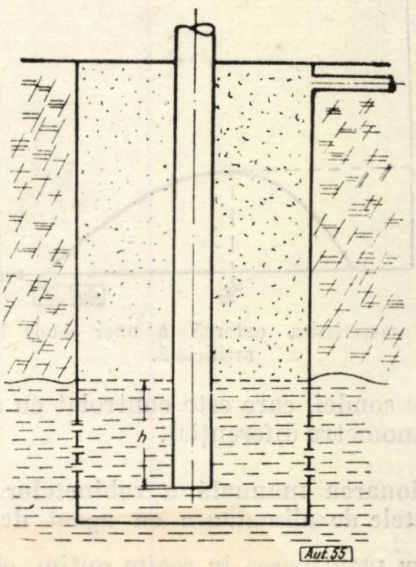


Fig. 1. Schema unei sonde în erupție artificială.

erupție artificială funcționează în regimuri pulsatorii. Nivelul lichidului nu este stabil, ci efectuează oscilații (pulsații) neamortizate, datorită oscilării continue a presiunii în spațiul inelar de gaze. Aceste oscilații au o perioadă de ordinul zecilor de secunde.

Debitul de gaze necesar alimentării sondelor în erupție artificială este asigurat cu o stație de compresoare special amenajată.

Compresoarele au o caracteristică rigidă, debitul lor fiind puțin influențat de presiunea din conducta magistrală care alimentează sondele prin intermediul stațiilor de distribuție.

Fiecare stație de distribuție este alimentată cu gaze prin trei conducte magistrale: de înaltă, medie și joasă presiune, existînd posibilitatea conectării sondei la oricare dintre cele trei conducte magistrale.

În stațiile de distribuție sînt concentrate dispozitivele de reglare manuală a debitului de gaze și aparatele de control al regimului de funcționare a sondelor.

Regimul de funcționare a sondei se stabilește pe baza caracteristicii ei externe, care stabilește regimul optimal, în care se obține un debit maxim de țiței și un consum specific minim de gaze pe tona de țiței extrasă.

Caracteristica externă reprezintă variația debitului de țiței Q_t în funcție de debitul de gaze Q_g. Aceste curbe (fig. 2) au un punct maxim care determină regimul optim din punctul de vedere al debitului de țiței [1].

Conform caracteristicii sondei, regimul este prescris sub forma unui anumit debit de gaze

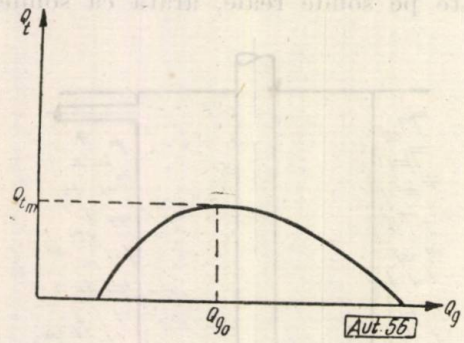


Fig. 2. Caracteristica externă a unei sonde în erupție artificială.

transmis sondei, care este controlat cu ajutorul unui manometru diferențial.

2. Acționarea manuală a robinetelor de pe conductele de alimentare cu agent de lucru

Pentru menținerea în regim optim, conducta de alimentare a fiecărei sonde este prevăzută cu un aparat de măsurare și înregistrare a presiunii diferențiale (manometrul diferențial) P_d, un aparat pentru măsurarea presiunii statice P_{st} și un robinet R cu ventil, așa cum arată figura 3.

Dacă apare o perturbație într-o conductă de alimentare și variază debitul de gaze prin conductă, aceasta determină o variație a presiunii diferențiale și a presiunii statice. Cum debitul de gaze $Q_g \approx k \sqrt{P_{st}, P_d}$, înseamnă că pentru a menține debitul constant, trebuie să menținem constante atît presiunea diferențială, cît și presiunea statică. Variația debitului, practic, afectează numai presiunea diferențială. Presiunea statică, în general, variază periodic,

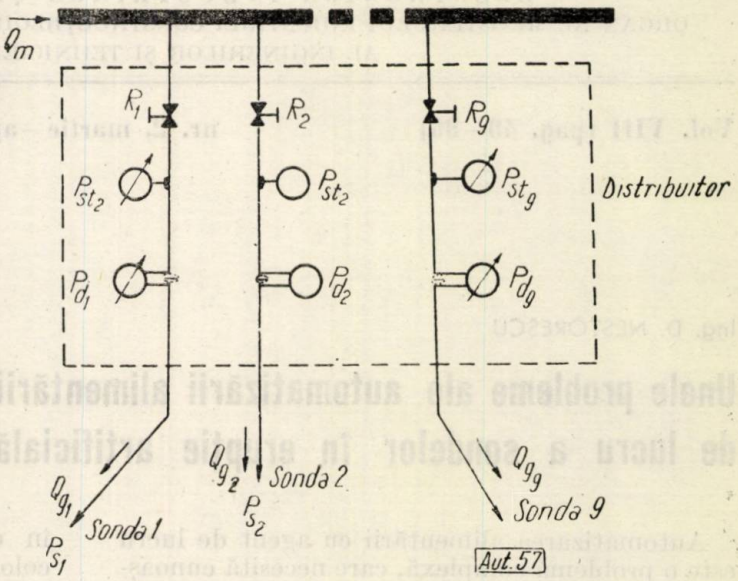


Fig. 3. Schema unui distribuitor de gaze.

datorită autooscilațiilor nivelului și are o valoare medie constantă. De aceea, operatorii caută să mențină constantă presiunea diferențială.

Perturbațiile care modifică valoarea debitului de gaze se datoresc în special variației presiunii în strat. Dacă de exemplu această presiune scade, atunci debitul de gaze, la sonda respectivă, crește, ceea ce afectează scăderea debitului de alimentare cu agent de lucru la celelalte sonde conectate la aceeași conductă magistrală. Variind debitul, va varia și presiunea diferențială, de aceea operatorii, căutînd să o mențină constantă, vor opera asupra robinetului. Din această cauză se va produce o nouă perturbare în sistem. Aceleași perturbații se întîmplă și atunci cînd crește presiunea în strat la o anumită sondă, numai că în acest caz, debitul Q_g la acea sondă va scădea, iar la celelalte sonde va crește. Aceasta duce la modificarea valorii presiunii diferențiale, deci operatorii vor căuta să acționeze din nou asupra robinetelor, ca să aducă presiunile diferențiale la valorile optime, producînd prin aceasta o nouă perturbare în sistem.

Pentru o observare mai exactă asupra comportării sistemului conductă magistrală-conducte de alimentare, se va efectua calculul abaterii statice a presiunii în conducta magistrală. Pentru aceasta trebuie să se pornească de la ecuația diferențială a conductei de alimentare și a conductei magistrale.

Ecuația diferențială a conductei de alimentare a fost stabilită de Nadjafov și Abdulaev și are următoarea expresie:

$$T_s \frac{dq}{dt} + q - a\,p_m = k_0 f - a\,p_s, \qquad (1)$$

unde:

$q = \frac{\Delta Q_g}{Q_{g0}}$ este variaţia relativă a debitului în conducta de alimentare (Q_{g0} fiind debitul optim);

$p_m = \frac{\Delta P_m}{P_{m0}}$ — variaţia relativă a presiunii în conducta magistrală (P_{m0} fiind presiunea în conducta magistrală cînd prin conductele de alimentare se stabilesc debite optime);

$f = \frac{\Delta F}{F_0}$ — variaţia relativă a secţiunii robinetului (F_0 este secţiunea robinetului cînd prin conducta de alimentare se stabileşte un debit optim);

$p_s = \frac{\Delta P_s}{P_{s0}}$ — variaţia relativă a presiunii medii de gaze la sondă (P_{s0} fiind presiunea medie iniţială la sondă);

T_s — constanta de timp a conductei de alimentare cu gaze;

k_0 — coeficientul de amplificare al robinetului;

a — coeficientul de amplificare al conductei de alimentare cu gaze, $a = f\left(\frac{P_s}{P_m}\right)$. Dacă $P_s \to P_m$, $a \to \infty$, adică dacă presiunea de gaze la sondă se apropie de presiunea în conducta magistrală, a se măreşte foarte mult.

Ecuaţia diferenţială a conductei magistrale a fost stabilită de Abdulaev. Ea este de forma:

$$\tau \frac{dp_m}{dt} + \sum_{i=1}^{n} g_i q_i = -\sum_{i=1}^{n} g_i p_{s_i} \qquad (2)$$

unde:

$g_i = \frac{Q_{gi}}{Q_m}$ este consumul relativ de agent de lucru al sondei i (Q_{gi} este debitul de gaze care trece prin sonda i, şi Q_m debitul de gaze al conductei magistrale);

n — numărul de sonde racordate la aceeaşi conductă magistrală;

τ — constanta de timp a conductei magistrale, restul notaţiilor fiind aceleaşi ca la relaţia (1).

Aşa cum s-a arătat, datorită caracteristicii rigide a compresoarelor, există o influenţă reciprocă între conductele de alimentare cu gaze. Dacă variază debitul într-o conductă, ea provoacă o variaţie asupra debitului în celelalte conducte. De aceea trebuie luat în considerare sistemul de ecuaţii diferenţiale al conductei magistrale şi al conductelor de alimentare cu gaze:

$$\tau \frac{dp_m}{dt} + \sum_{i=1}^{n} g_i q_i = -\sum_{i=1}^{n} g_i p_{si},$$

$$-a_1 p_m + \frac{T_s dq_1}{dt} + q_1 = K_{01} f_1 - a_1 p_{s1}$$

$$\vdots$$

$$-a_n p_m + \frac{T_s dq_n}{dt} + q_n = K_{0n} f_n - a_n p_{sn}.$$

Interesează în mod deosebit variaţiile presiunii în conducta magistrală şi a debitului de sonde faţă de valoarea optimă, după ce s-a stabilizat sistemul, adică abaterile statice p_{mst} şi q_{kst}. Pentru aceasta se presupune, aşa cum se întîmplă în realitate, că perturbaţiile presiunii de gaze la sondă şi ale secţiunii ventilului sînt bruşte—variaţie-treaptă.

Se notează această variaţie-treaptă cu p_{s0i} şi f_{ci}.

Făcînd calculele, rezultă:

$$p_{mst} = -\sum_{i=1}^{n} S_i f_{0i} + \sum_{i=1}^{n} \bar{S}_i p_{s0i}, \qquad (3)$$

$$q_{kst} = k_{0k} f_{0k} - a_k p_{s0k} + a_k p_{mst} \qquad (4)$$

unde:

$$S_i = \frac{g_i k_{0i}}{\sum_{i=1}^{n} a_i g_i} \qquad (5)$$

este măsura de influenţă statică a variaţiei secţiunii robinetului la conducta de alimentare a sondei i, faţă de presiunea în conducta magistrală;

$$\bar{S}_i = \frac{g_i (a_i - 1)}{\sum_{i=1}^{n} a_i g_i} \qquad (6)$$

mărimea de influenţă statică a presiunii de gaze la sonde i, faţă de presiunea în conducta magistrală.

Analizînd formulele (4) se poate observa că:

— Regimul unei sonde este influenţat cu atît mai mult de variaţia secţiunii robinetului de la alte sonde sau de presiunea de gaze la sonde, cu cît este mai mare g_i, adică cu cît debitul de gaze la sonda perturbată este mai apropiat de debitul de gaze din conducta magistrală.

Cu alte cuvinte, asupra funcţionării sondelor vecine, în cea mai mare măsură, se reflectă schimbarea regimului acelei sonde care consumă cantitatea cea mai mare de gaze.

Termenul $\bar{S}_i$ conţine la numărător pe a_i. Acest coeficient creşte foarte mult cînd presiunea de gaze la sondă se apropie de presiunea în conducta magistrală. Deci, schimbările presiunii de gaze la o sondă i se reflectă cu atît mai mult asupra debitelor la celelalte sonde, cu cît presiunea de gaze la acea sondă este mai aproape de presiunea în conducta magistrală.

Termenii S_i şi $\bar{S}_i$ conţin la numitor expresia $\sum_{i=1}^{n} a_i g_i$, numită *coeficient de autoîndreptare a întregului sistem.* Influenţele statice între sonde sînt cu atît mai mici, deci şi abaterile statice sînt cu atît mai mici, cu cît coeficientul de autoîndreptare al sistemului este mai mic.

Se constată, de asemenea, că la calculul abaterii statice termenii S şi $\bar{S}$ de la fiecare sondă se adună algebric, deci se poate ca unii termeni să se anuleze reciproc, şi abaterea statică să se micşoreze.

Din cele arătate decurg următoarele recomandări în ceea ce priveşte conectarea conductelor de alimentare, pentru ca abaterea statică să fie micşorată:

1) diferenţa de presiune între presiunea conductei magistrale şi presiunea în strat a sondelor să fie cît se poate de mare. Realizarea acestui deziderat reprezintă o soluţie economic nerentabilă;

2) sondele ce au un consum mare de agent de lucru trebuie să aibă conductele de alimentare conectate la aceeaşi conductă magistrală;

3) sondele cu presiuni în strat variabile, dar mici faţă de presiunea conductei magistrale, trebuie conectate la aceeaşi conductă magistrală.

De multe ori aceste măsuri sînt suficiente pentru ca abaterile statice să nu iasă din limitele admisibile. De exemplu la multe schele din R.P.R., coeficientul de autoîndreptare este suficient de mare ca abaterile statice să nu fie prea mari. Dacă coeficientul de autoîndreptare este mic, abaterile statice sînt mari şi nu se poate realiza un echilibru acceptabil decît lăsînd un număr de sonde aşa-zise *tampon* [3], [4], adică la care debitul nu este controlat. Aceste sonde-tampon trebuie alese cele de mică importanţă economică.

Există şi alte soluţii, printre care conectarea conductei de alimentare de la o conductă magistrală la alta. Dar şi această soluţie este nerentabilă, din punct de vedere economic, prin faptul că măreşte consumul de energie prin utilizarea unei presiuni de alimentare mai mari, numai pentru a stabiliza static sistemul. Una dintre soluţiile care pare a fi cea mai rentabilă este realizarea unui sistem autoadaptiv, la care se lucrează în cadrul Institutului de petrol, gaze şi geologie din Bucureşti.

3. Probleme ale automatizării alimentării cu gaze

A. *Sisteme de reglare ale presiunii diferenţiale*

Dacă se va căuta să se regleze automat presiunea diferenţială de pe conductele de alimentare, va fi necesar să se întrebuinţeze, în locul robinetului cu ventil, un ventil de reglare acţionat de un regulator electric sau pneumatic. Literatura sovietică recomandă [3] sistemul de reglare cu acţionare pneumatică ca fiind mai puţin periculos. Schema de principiu a unui asemenea sistem de reglare este reprezentată în figura 4.

Aşa cum s-a arătat, datorită caracteristicii rigide a sistemului compresoare-conductă magistrală, debitul acestuia rămîne constant la acelaşi număr de compresoare, deci variaţia debitului într-o conductă de alimentare influenţează debitul prin toate celelalte conducte racordate la aceeaşi conductă magistrală. De

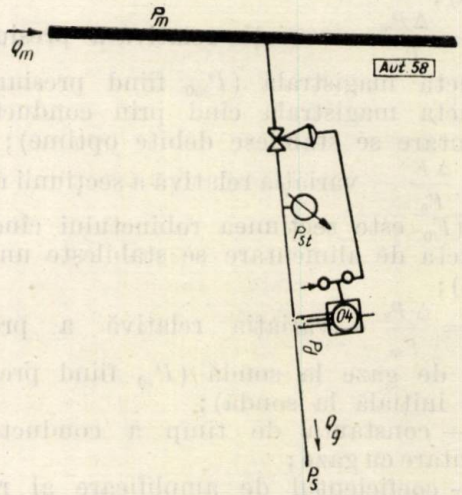


Fig. 4. Schema de principiu a unui sistem de reglare a presiunii diferenţiale.

aceea, trebuie considerat ca obiect reglat sistemul conductă magistrală-conductă de alimentare cu agent de lucru. Dacă se va lua ca obiect reglat o anumită conductă de alimentare, aceasta va avea perturbaţii pe n canale, n fiind numărul de conducte de alimenre racordate la aceeaşi conductă magistrală, adică debitul printr-o conductă de alimentare este perturbat nu numai de variaţia presiunii în strat la sonda respectivă, ci şi de variaţia presiunii în strat la celelalte sonde.

Din această cauză, dacă se prevăd toate conductele de alimentare conectate la aceeaşi conductă magistrală cu sisteme de reglare a presiunii diferenţiale, atunci sistemul conductă magistrală-conductă de alimentare devine instabil, din următorul motiv:

Dacă se presupune că presiunea în strat la o sondă se micşorează, debitul prin conducta de alimentare respectivă tinde să crească, dar sistemul de reglare acţionează prompt şi micşorează secţiunea ventilului. Din această cauză presiunea în conducta magistrală creşte, ceea ce determină creşterea debitului prin celelalte conducte de alimentare. Sistemele de reglare ale acestor conducte vor acţiona în sensul închiderii ventilelor, deci presiunea în conducta magistrală va creşte şi mai mult, ceea ce va determina o nouă creştere a debitului în conductele de alimentare. Datorită acestui fapt, ventilele montate pe conducte îşi vor micşora şi mai mult secţiunile de trecere, ceea ce va determina o creştere şi mai mare a presiunii în conducta magistrală. Procesul va continua pînă cînd o supapă de siguranţă se va deschide şi astfel va reduce presiunea în conducta magistrală la valoarea iniţială.

Dacă însă se măreşte presiunea în strat la o sondă, atunci debitul prin conducta de alimentare cu agent de lucru scade, ceea ce determină mărirea secţiunii ventilului. Datorită acestui fapt, scade presiunea în conducta magistrală, care produce scăderea debitelor în celelalte conducte de alimentare. Sistemele de reglare vor acţiona în sensul măririi secţiunii ventilelor respective, aşa că presiunea în conducta magistrală va scădea şi mai mult, procesul continuînd pînă cînd presiunea în conducta magistrală va deveni egală cu presiunile în strat, la sondele unde acestea sînt cele mai mari, şi sondele respective se opresc.

Pentru ca sistemul conductă magistrală-conductă de alimentare să nu devină instabil, trebuie să se lase un număr de sonde-tampon. Conductele de alimentare ale acestor sonde nu sînt prevăzute cu sisteme de reglare a presiunii diferenţiale şi atunci cînd presiunea în conducta magistrală variază, variază şi debitul în aceste conducte, iar presiunea în conducta magistrală este readusă în acest fel la valoarea iniţială. Desigur că şi în acest caz sondele-tampon trebuie să fie de mică importanţă economică.

Înainte de a trece la ilustrarea teoretică a problemei, se face următoarea observaţie. Parametrul reglat al sistemului din figura 4 este presiunea diferenţială. De aceea, trebuie să se transforme ecuaţiile diferenţiale ale conductei magistrale şi ale conductelor de alimentare pentru a prevedea ca parametru reglat presiunea diferenţială. Această transformare a efectuat-o Abdulaev şi ecuaţiile diferenţiale se prezintă în felul următor:

pentru conducta magistrală:

$$2\,\tau\,\frac{\mathrm{d}p_m}{\mathrm{d}t}+\sum_{i=1}^{n} g_i\,p_{d_i}=-\sum_{i=1}^{n} g_i\,p_{si}; \qquad (7)$$

pentru conducta de alimentare:

$$T_s\,\frac{\mathrm{d}p_d}{\mathrm{d}t}+p_d-2a\,p_m=2k_0 f-2a\,p_s+ \\ +T_s\,\frac{\mathrm{d}p_s}{\mathrm{d}t}+p_s, \qquad (8)$$

unde:

$p_d=\dfrac{\Delta P_d}{P_{d0}}$, este variaţia relativă a presiunii diferenţiale, (p_{d0} fiind presiunea diferenţială corespunzătoare debitului de gaze optim).

În continuare calculul se va face presupunînd că se va utiliza un regulator proporţional integrator pneumatic. În acest caz, sistemul din figura 4 va avea schema-bloc arătată în figura 5.

Referitor la figura 5, reiese că

$$x_m=\frac{k_A\,k_V}{T_c^2\,s^2+T_k\,s+1}\;\frac{T_i\,s+1}{T_i\,s+1+k_A\,\delta\,T_i\,s}\,(x_i-x_d)$$

unde:

x_i este mărimea prescrisă (o constantă) şi variaţia lui x_d este proporţională cu p_d ($x_d=k_g\,p_d$).

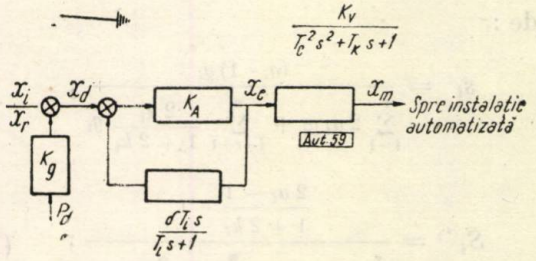


Fig. 5. Schema-bloc a unui sistem de reglare a presiunii diferenţiale.

Variaţia lui x_m este secţiunea ventilului ($x_m=f$). Deci:

$$f=-\frac{k_A\,k_V\,k_g}{T_c^2\,s^2+T_k\,s+1}\;\frac{T_i\,s+1}{T_i\,s+1+k_A\,\delta\,T_i\,s}\,p_d. \qquad (9)$$

Din relaţia (9) rezultă că după stabilizarea sistemului, dependenţa statică dintre p_d, p_m şi p_s, considerînd un salt-treaptă la $p_s=p_{s0}$, va fi:

$$2k\,p_{dst}-2a\,p_{mst}=-(2a-1)\,p_{s0}, \qquad (10)$$

unde $k=k_0\,k_V\,k_A\,k_g$.

În formula (10) k are valoare mare (este de 10 — 250 ori mai mare decît a), deoarece în expresia lui intră k_A, care este coeficientul de amplificare primar şi secundar al regulatorului pneumatic, a cărui valoare este de circa 125. De asemenea, el are o valoare *fixă*, impusă dispozitivelor de reglare alese. Această valoare nu se poate modifica, deoarece chiar coeficientul dat de regulatorul k_A este fix. Pentru a putea varia coeficientul de reglare al regulatorului pneumatic, trebuie reglat δ (limita de proporţionalitate) a cărui valoare nu intră în k.

Sistemul de ecuaţii algebrice care va da pe p_{mst} şi p_{dst}, presupunînd variaţia-treaptă p_{s0} şi f_0, considerînd că din n sonde se obţin r sonde nereglate şi n-r sonde reglate, va fi:

$$\sum_{i=1}^{n} g_i\,p_{dist}=-\sum_{i=1}^{n}\cdot g_i\,p_{si0},$$

$$-2a\,p_{mst}+p_{dist}=2\,k_{01}f_{10}-(2a_1-1)\,p_{s10}$$

$$\vdots$$

$$-2a_r\,p_{mst}+p_{drst}=2\,k_{0r}f_{r0}-(2a_1-1)\,p_{sr0},$$

$$-2a_{r+1}\,p_{mst}+2k_{r+1}\,p_{dr+1\,st}=-(2a_{r\,e1}-1)\,p_{sd\,(r+1)0}$$

$$\vdots$$

$$-2a_n\,p_{mst}+2\,k_n\,p_{dnst}=-(2a_n-1)\,p_{sdn0}.$$

Făcînd aceleaşi calcule se vor găsi următoarele expresii pentru abaterile statice :

$$p_{mst} = \sum_{i=1}^{r} \bar{s}_i \, p_{s0i} + \sum_{i=r+1}^{n} \bar{S}_i^{(*)} \, p_{s0i} - \sum_{i=1}^{r} s_i f_{0i} \qquad (11)$$

unde :

$$\bar{s}_i = \frac{(a_i - 1) g_i}{\sum_{i=1}^{r} 2 a_i g_i + \sum_{i=r+1}^{n} \frac{2 a_i}{1 + 2 k_i} g_i};$$

$$\bar{S}_i^{(*)} = \frac{\frac{2 a_i - 1}{1 + 2 k_i} - 1}{\sum_{i=1}^{r} 2 a_i g_i + \sum_{i=r+1}^{n} \frac{2 a_i}{1 + 2 k_i} g_i}; \qquad (11')$$

$$s_i = \frac{2 k_{0i} g_i}{\sum_{i=1}^{r} 2 a_i g_i + \sum_{i=r+1}^{n} \frac{2 a_i}{1 + 2 k_i} g_i}.$$

Dacă sonda k se găseşte printre sondele nereglate

$$p_{vdkst} = \frac{2 k_{0k} g_k f_{k0} - (2 a_k - 1) p_{sk0} g_k}{\sum_{i=1}^{r} 2 a_i g_i + \sum_{i=r+1}^{n} \frac{2 a_i}{1 + 2 k_i} g_i} + 2 a_k p_{mst} \qquad (12)$$

Dacă sonda k se găseşte printre cele reglate :

$$p_{dnsd} = \frac{\frac{2 a_k - 1}{1 + 2 k_k} p_{sk0}}{\sum_{i=1}^{r} 2 a_i g_i + \sum_{i=r+1}^{n} \frac{2 a_i}{1 + 2 k_i} g_i} + \frac{2 a_k}{1 + 2 k_k} p_{mst}. \qquad (13)$$

Aşa cum arată relaţiile (10), (11) şi (12), abaterea statică a presiunii în conducta magistrală, în cazul reglării presiunii diferenţiale în conductele de alimentare, este de ordinul abaterii statice a presiunii în conducta magistrală, cînd acţionarea este manuală. Acelaşi lucru se poate spune şi despre presiunea diferenţială în conducta de alimentare la o sondă nereglată.

Abaterea statică a presiunii diferenţiale la o sondă reglată este însă simţitor mai mică, deoarece $k_i >> a_i$, deci termenii de la numărătorii expresiei (13), corespunzători sondelor reglate, sînt foarte mici.

Se poate, de asemenea, alegînd sondele-tampon, să se precizeze într-o bună măsură valorile abaterii statice a presiunii în conducta magistrală şi a presiunii diferenţiale la sondele reglate şi nereglate. Aceasta, deoarece termenii secunzi de la numitorii expresiilor (11′) şi (12), care corespund sondelor reglate, sînt foarte mici în comparaţie cu primii termeni de la acelaşi numitor, deoarece $k_i >> a_i$, şi se pot neglija faţă de aceştia.

B. *Sistem de reglare în cascadă*

Pentru a controla debitul şi în sondele-tampon, se foloseşte un sistem de reglare a presiunii diferenţiale în cascadă, aşa cum este reprezentat în figura 6.

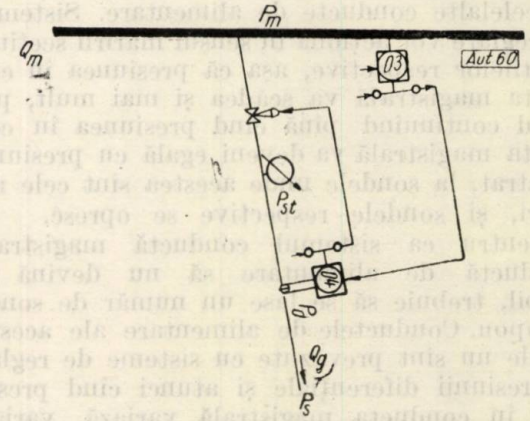


Fig. 6. Schema de principiu a unui sistem de reglare în cascadă.

El se compune dintr-un sistem de reglare a presiunii diferenţiale, însă regulatorul trebuie să fie prevăzut cu un dispozitiv de modificare automată a mărimii prescrise. Asupra dispozitivului de modificare a mărimii prescrise a regulatorului acţionează ieşirea unui alt regulator, care primeşte impuls de la presiunea în conducta magistrală.

Dacă presiunea în conducta magistrală creşte, sistemul acţionează în sensul măririi mărimii prescrise, adică în sensul creşterii debitului prin conducta de alimentare. Dacă presiunea în conducta magistrală scade, sistemul acţionează în sensul micşorării mărimii prescrise, deci în sensul scăderii debitului prin conducta de alimentare, astfel încît sistemul se echilibrează.

În cazul că presiunea în conducta magistrală se menţine la valoarea de echilibru, debitul de gaze prin conducta de alimentare se menţine la valoarea optimă prescrisă.

Ilustrarea calculului este făcută presupunînd că există un regulator pneumatic proporţional tip 0,3, în cascadă, cu un regulator pneumatic proporţional integrator tip 24.

Schema-bloc a unui astfel de sistem este dată în figura 7.

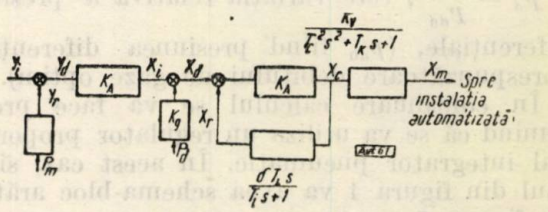


Fig. 7. Schema-bloc a unui sistem de reglare în cascadă.

Dacă se consideră $y = ct$, $y_r = p_m$, deci $x_i = k_A p_m$, rezultă următorul sistem de ecuaţii algebrice, care va da pe p_{dst} p_{mst}, unde p_{s0}

este saltul-treaptă al presiunii la sondă (din cele n sonde, r sînt reglate în cascadă, $n-2$ reglate normal):

$$\sum_{i=1}^{n} g_i p_{dist} = -\sum_{i=1}^{n} g_i p_{si0}, \tag{14}$$

$$-2a_1\left(1+\frac{k_1'}{a_1}\right)p_{mst}+2k p_{dist} = -[2a_1-1]p_{s10} \tag{15}$$

$$\vdots$$

$$-2a_r\left(1+\frac{k_r'}{a_r}\right)p_{mst}+2k p_{drst} = -[2a_r-1]p_{sr0},$$

$$-2a_{r+1}p_{mst}+2k p_{dr+1st} = -[2a_{r+1}-1]p_{sr+10} \tag{16}$$

$$\vdots$$

$$-2a_n p_{mst}+2k p_{dnst} = -[2a_n-1]p_{sn0}.$$

Făcînd calculele:

$$p_{mst} = \sum_{i=1}^{n} \overline{S}_i^{(*)(*)} p_{s0i}, \tag{17}$$

unde:

$$S_i^{(*)(*)} = \frac{\sum_{i=1}^{n} g_i\left(\frac{2a_i-1}{1+2k_i}\right)-1}{\sum_{i=1}^{r}\frac{2a_i\left(1+\frac{k_i}{a_i}\right)}{1+2k_i}g_i+\sum_{1=r+1}^{n}\frac{2a_i}{1+2k_i}g_i}. \tag{17'}$$

Dacă sonda k se găseşte printre cele prevăzute cu sisteme de reglare în cascadă

$$p_{dkst} = \frac{-\frac{2a_k-1}{1+2k_k}p_{sok}}{\sum_{i=1}^{r}\frac{2a_i\left(1+\frac{k_i'}{a_i}\right)}{1+2k_i}g_i+\sum_{i=r+1}^{n}\frac{2a_i}{1+2k_i}g_i} + \frac{2a_k\left(1+\frac{k_k'}{a_k}\right)}{1+2k_k}p_{mst}. \tag{18}$$

Dacă sonda k se găseşte printre cele reglate cu sisteme de reglare obişnuite

$$p_{dkst} = \frac{-\frac{2a_k-1}{1+2k_k}p_{sko}}{\sum_{i=1}^{r}\frac{2a_i\left(1+\frac{k_i'}{a_i}\right)}{1+2k_i}g_i+\sum_{i=r+1}^{n}\frac{2a_i}{1+2k_i}g_i} + \frac{2a_k}{1+2k_k}p_{mst}. \tag{19}$$

unde

$$k' = \frac{k}{k_g}k_A.$$

Din formulele (17), (18), (19) se observă că abaterile statice ale presiunii diferenţiale a gazelor prin conductele de alimentare, în cazul cînd o parte din conductele de alimentare sînt prevăzute cu sisteme de reglare în cascadă, sînt de acelaşi ordin de mărime ca şi în cazul cînd ele ar fi nereglate, în schimb abaterea statică a presiunii în conducta magistrală este mult micşorată.

4. Rezultatele automatizării sondelor în erupţie artificială continuă [2], [3], [4]

În urma introducerii largi a automatizării alimentării sondelor în erupţie artificială, din schemele petroliere din U.R.S.S., s-au desprins următoarele concluzii:

a) a crescut debitul de ţiţei în medie cu 3—5%;

b) s-a micşorat consumul de agent de lucru cu 10—15%;

c) s-a mărit intervalul dintre reparaţii;

d) s-a eliberat o parte din personalul de deservire, uşurîndu-se astfel munca.

Deşi numărul de sonde de extracţie prin erupţie artificială din ţara noastră este relativ mic faţă de cele în pompaj canadian, exploatarea lor este mult mai avantajoasă din punct de vedere economic. Din acest motiv, actualmente sînt preocupări ca, alături de metodele de recuperare secundară, să se extindă şi numărul de sonde de extracţie prin erupţie artificială. Găsirea unei metode de automatizare a alimentării cu gaze a acestor sonde, adecvate pentru ţara noastră, se impune în etapa actuală. Articolul de faţă indică problemele principale ale automatizării sondelor în erupţie artificială continuă, permiţînd în acest fel găsirea mai rapidă a unei asemenea soluţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ioachim, Gr. *Extracţia ţiţeiului şi gazelor.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1961.

[2] Nadjafov, F. M. *Sbornic rabot po avtomatike u telemehanike.* Trudî pervoi naucino tehniceskoi konferenţii molodîh speţialustov instituta avtomatiki i telemehaniki. Moscova, A.N. S.S.S.R., 1953.

[3] Abdulaev, A. A. şi Nadjafov, F. M. *Avtomaticeskoe regulirovanie v kompressornoi neftdobîli.* Baku, Aznefteizdat, 1956.

[4] Nestorescu, D. N. *Automatizarea şi mecanizarea în exploatarea ţiţeiului.* Note de curs I.P.G.G., 1961.

Lefordítva

Conf. ing. N. RACOVEANU

Traductoare ale unor mărimi mecanice cu element de măsură biparametric LC

În tehnica modernă se pune în mod curent problema măsurării unor parametri ai instalaţiilor mecanice în regim tranzitoriu. De obicei, rezultatele se dau sub forma unui grafic, ceea ce limitează precizia metodei la precizia citirii rezultatului din grafic.

Deoarece măsurarea în regim tranzitoriu durează un timp relativ scurt, pot fi utilizate aparate de mare sensibilitate, stabilitatea în timp îndelungat a acestor aparate trecînd pe plan secundar.

Pentru a ridica precizia măsurării se preferă înregistrarea numerică; în acest mod, caracteristica este dată prin puncte, cu trei sau patru cifre, punctele fiind situate la intervale scurte de timp, de ordinul 10 ms, ceea ce, pentru studiul proceselor tranzitorii în instalaţiile mecanice, este satisfăcător în cele mai multe cazuri.

În articol sînt descrise traductoarele realizate cu element de măsură biparametric LC, care are o sensibilitate foarte ridicată şi permite o înregistrare numerică directă, deoarece semnalul de la ieşire este frecvenţa unei tensiuni alternative.

Bobina cu miez magnetic şi întrefierul δ şi condensatorul plan, cu aceeaşi distanţă între armături, pot fi asamblate constructiv în aşa fel încît, prin variaţia distanţei δ, să varieze simultan inductanţa L a bobinei şi capacitatea C a condensatorului. Se obţine astfel un element de măsură biparametric, care stabileşte o corespondenţă între distanţa δ şi frecvenţa de rezonanţă f a circuitului [1].

Rezultatul este o mărire a sensibilităţii, precum şi o mult mai bună liniaritate a caracteristicii $f \triangleq \delta$.

În adevăr, dacă se neglijează fluxurile de dispersie, se poate aproxima caracteristica bobinei şi a condensatorului, prin relaţiile:

$$L \approx \frac{K_1}{\delta} \quad ; \quad C \approx \frac{K_2}{\delta}, \tag{1}$$

iar frecvenţa de rezonanţă a circuitului se poate aproxima prin:

$$f \approx \frac{1}{2\sqrt{LC}} = K\delta; \tag{2}$$

prin urmare se obţine o caracteristică liniară a elementului de măsură. În realitate, aceste relaţii descriu caracteristica experimentală cu atît mai bine cu cît δ este mai mic. Cu toate acestea există posibilităţi de a îmbunătăţi liniaritatea caracteristicii prin încercări experimentale, pentru un domeniu relativ larg de variaţie a distanţei δ şi cu o abatere medie pătratică, faţă de dreapta cea mai probabilă, sub 1% [2].

După cum este cunoscut, principalul mijloc de reducere a erorilor la această metodă de măsurare îl constituie reducerea raportului dintre deviaţia de frecvenţă perturbatoare $\Delta\omega_p$ şi deviaţia de frecvenţă utilă $\Delta\omega_u$. Deoarece caracteristica frecvenţă-deplasare este liniară pe o porţiune suficient de largă, acest raport poate fi micşorat pînă la ordinul 10^{-3}. De exemplu, cu un oscilator cu frecvenţa iniţială f_0 de circa 300 kHz s-au obţinut deviaţii de frecvenţă Δf_n de ordinul 150 kHz, pe o porţiune liniară a caracteristicii, ceea ce reprezintă o deviaţie relativă $\Delta f/f_0$ de 50%. În astfel de condiţii, pentru a obţine erori sub 10^{-3}, este necesar ca frecvenţa generată de elementul de măsură să aibă o stabilitate de ordinul 5×10^{-4}. Pentru intervale scurte de timp, în cazul măsurărilor în regim dinamic, se poate obţine o stabilitate şi mai bună decît aceasta şi deci o ridicare corespunzătoare a preciziei. Aici au fost luate în considerare cauzele de instabilitate a frecvenţei, de natură electrică; se poate întîmpla ca traductorul să sufere influenţa unor perturbaţii de natură mecanică, însă acest caz trebuie tratat în condiţiile concrete de lucru ale traductorului.

În cele ce urmează se vor da cîteva exemple de traductoare realizate pe acest principiu, experimentate în condiţii de laborator la Institutul de metrologie şi la Institutul de petrol, gaze şi geologie din Bucureşti.

Dinamometrul

1. Traductorul de forţă (dinamometrul) realizat este constituit dintr-un element elastic în formă de bară cu secţiune inelară, dintr-un oţel special elaborat în condiţii îngrijite, fără incluziuni şi defecte şi cu o limită de proporţionalitate ridicată. Variaţia modulului de elasticitate nu trebuie să depăşească 10% din valoarea stabilită pentru tensiunea iniţială.

Forma de bară cu secţiunea inelară asigură o mai mare stabilitate la compresiune şi o solicitare axială mai uniformă a materialului. Lungimea totală a elementului elastic a rezultat din necesitatea de a elimina influenţa condiţiilor de rezemare asupra uniformităţii deformării. Baza de măsurare a deformaţiei corpului elastic este de 150 mm, fiind situată la o distanţă, faţă de capetele barei, de circa 0,5 din diametrul barei, ceea ce elimină, practic, influenţa rezemării capetelor barei. Pe de altă parte, elementul de măsură este compensat la mici încovoieri ale barei, deoarece atît L cît şi C nu variază la încovoieri mici ale barei.

Contactul dintre elementul elastic şi elementul de măsură este realizat prin vîrfuri

ascuțite, astfel încît să se apropie cît mai mult de un contact „punctual".

Pentru centrare, vîrfurile ascuțite ale ghearelor de prindere sînt ghidate în două șanțuri foarte fine, practicate în interiorul corpului elastic.

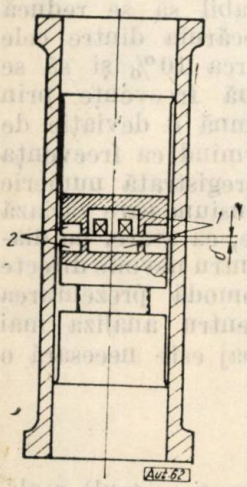


Fig. 1. Traductor de forță cu element de măsurare biparametric *LC*:
1 – bobina cu miez magnetic;
2 – condensator plan.

Elementul de măsurare este prevăzut cu un reglaj de punere la zero, pe frecvența inițială $f_0 = 401{,}5$ kHz.

În figura 1 este arătat principiul constructiv al traductorului.

Prin comprimarea corpului elastic, distanța dintre armături se micșorează și deci frecvența scade.

Circuitul *LC* al elementului elastic este conectat într-o punte ușor dezechilibrată, astfel încît să se obțină o reacție pozitivă necesară întreținerii oscilațiilor cu un circuit cu tranzistoare, arătat schematic în figura 2.

Conectarea circuitului *LC* ca circuit serie prezintă importante avantaje din punctul de vedere al stabilității frecvenței oscilatorului [3]. Tranzistoarele utilizate sînt tranzistoare fabricate în țara noastră, realizate la un nivel tehnic care asigură o bună stabilitate a oscilatorului.

Caracteristica traductorului este dată sub formă de tabelă, indicîndu-se frecvența și forța de compresiune la care a fost supus traductorul. Măsurarea frecvenței s-a efectuat cu ajutorul unui frecvențmetru digital, iar intervalul de

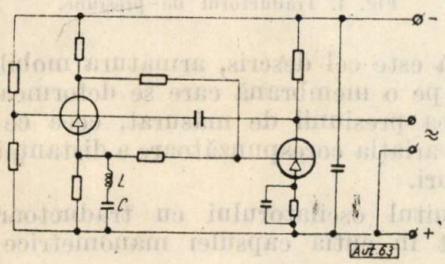


Fig. 2. Schema oscilatorului.

timp în care s-a măsurat frecvența a fost de o secundă.

Cu toate acestea s-a renunțat la ultimele două cifre, deoarece ele nu sînt certe decît pentru un interval de timp limitat.

Tabela 1

Caracteristica traductorului de forță

P, t	0	5	10	15	20	25	30
f, kHz	401,5	396,2	391,2	386,2	381,0	375,8	370,6
Δ *f*, kHz	0	5,3	10,3	15,3	20,5	25,7	30,9

Trebuie menționat că pentru studiul proceselor tranzitorii poate fi utilizată o înregistrare numerică rapidă; dacă, de exemplu, frecvența se măsoară într-un interval de 10 ms, se pot obține puncte caracteristice la intervale de 20 ms (adică 50/s), exprimate cu trei cifre semnificative (la forța maximă) și înregistrate prin fotografiere.

Dinamometrul pentru sonde în pompaj

2. O altă variantă a traductorului de forță, arătată schematic în figura 3, reprezintă un

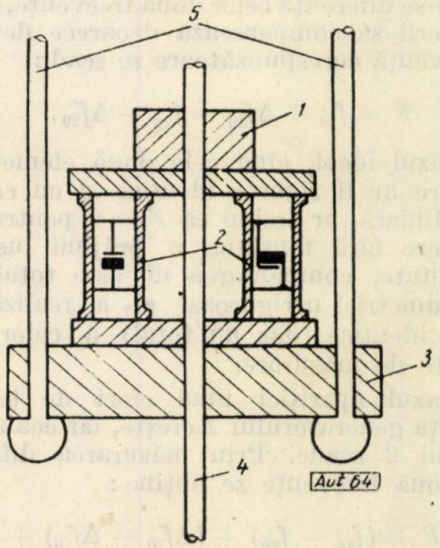


Fig. 3. Traductorul pentru sonde în pompaj de adîncime:
1 – șarnieră; *2* – corpuri elastice; *3* – punte; *4* – prăjina lustruită; *5* – cablul.

traductor construit special pentru măsurări la suprafață la sondele în pompaj de adîncime. Este cunoscut faptul că diagrama ciclului de pompaj, care conține în ordonată forța din prăjina lustruită, iar pe abscisă, cursa balansierului, prezintă o deosebită însemnătate pentru exploatare. În continuare se va descrie numai traductorul de forță, deoarece traductorul de cursă este un simplu scripete care antrenează cursorul unui reostat.

Traductorul de forță este format din două corpuri elastice, așezate într-un plan care trece prin axa prăjinii lustruite și dispuse simetric față de această axă.

Această construcție este necesară deoarece prăjina suferă deformații de încovoiere care nu trebuie să influențeze asupra măsurării forței de tensiune a prăjinii. Deformațiile corpurilor elastice sînt puse în evidență prin cîte un element de măsurare și un oscilator care funcționează pe principiul expus anterior.

Cele două elemente de măsurare constituie însă un sistem diferențial (prin construcție). Aceasta înseamnă că, în cazul unei tensiuni fără încovoiere, frecvența generată de unul dintre oscilatoare crește, în timp ce frecvența generată de cel de-al doilea, scade. Rezultatul măsurării

se obţine prin scăderea celor două frecvenţe. Pe lîngă avantajele obişnuite ale sistemului diferenţial (creşterea sensibilităţii şi stabilităţii), în cazul de faţă se obţine şi o compensare a încovoierilor întîmplătoare. Într-adevăr, să se presupună că, iniţial, frecvenţele celor două oscilatoare sînt f_{10} şi f_{20}.

Prin încovoierea prăjinii (fără tensiune), la unul dintre corpurile elastice distanţa scade (deci frecvenţa scade), iar la celălalt distanţa scade din cauza construcţiei diferenţiale. Măsurîndu-se diferenţa celor două frecvenţe, efectul încovoierii se compensează deoarece deviaţiile de frecvenţă corespunzătoare se scad:

$$F = f_{10} + \Delta f'_{10} - f_{20} - \Delta f'_{20}. \qquad (3)$$

În cazul ideal, cînd cele două elemente de măsurare ar fi riguros identice şi cu caracteristica liniară, ar trebui ca $F = 0$ pentru orice încovoiere fără tensiune a prăjinii lustruite. În realitate, compensarea nu este totală, din cauza simetriei neriguroase şi a realizării aproape identice (dar nu total) a celor două elemente de măsurare.

În cazul apariţiei unui efort de tensiune frecvenţa generatorului *1* creşte, iar cea a generatorului *2* scade. Prin măsurarea diferenţei celor două frecvenţe se obţine:

$$F = (f_{10} - f_{20}) + (\Delta f'_{10} - \Delta f'_{20}) + \\ + (\Delta f''_{10} + \Delta f''_{20}),$$

iar în cazul cînd:

$$f_{10} = f_{20} \text{ şi } \Delta f'_{10} = \Delta f'_{20},$$

se va obţine:

$$F = \Delta f''_{20} + \Delta f''_{20}. \qquad (4)$$

Prin urmare, sensibilitatea traductorului cu două elemente elastice în sistem diferenţial s-a dublat; de asemenea, se obţine o îmbunătăţire a liniarităţii traductorului.

Trebuie subliniat că cele arătate cu privire la deviaţiile de frecvenţă perturbatoare, provocate de încovoierile întîmplătoare, sînt aplicabile şi pentru deviaţii de frecvenţă provocate de alte surse de perturbaţii (instabilitatea oscilatoarelor, a surselor de alimentare, variaţiile de temperatură etc.).

Deoarece este necesară o urmărire continuă a efortului din prăjina lustruită, înregistrarea numerică prin măsurarea numerică separată a fiecăruia dintre cele două frecvenţe şi scăderea lor ulterioară complică instalaţia cu un circuit de calcul.

De aceea este recomandabil să se reducă deviaţia de frecvenţă a fiecăruia dintre cele două oscilatoare pînă la circa 10% şi să se obţină diferenţa celor două frecvenţe prin heterodinare (ceea ce înseamnă o deviaţie de frecvenţă de circa 20%), urmînd ca frecvenţa de bătăi obţinută să fie înregistrată numeric sau să fie convertită într-o tensiune care variază continuu şi să se înregistreze, ca atare, pe diagrama ciclului de pompaj. Pentru nevoile directe ale exploatării este mai comodă prezentarea directă a diagramei, iar pentru analiza mai exactă a regimului de pompaj este necesară o înregistrare numerică.

Manometrul

Traductorul de presiune (manometrul) realizat cu elementul biparametric *LC* este prezentat schematic în figura 4. Elementul de măsură este cel descris, armătura mobilă fiind fixată pe o membrană care se deformează sub acţiunea presiunii de măsurat, ceea ce determină variaţia corespunzătoare a distanţei dintre armături.

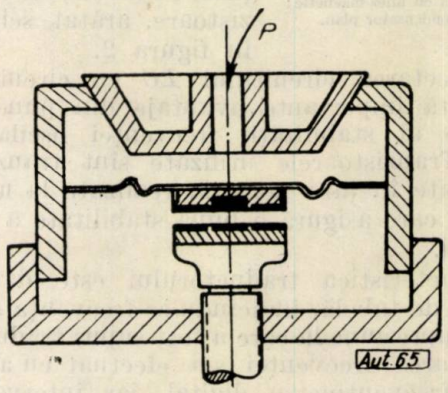


Fig. 4. Traductorul de presiune.

Circuitul oscilatorului cu traductoare este montat în cutia capsulei manometrice astfel încît la ieşire rezultă un semnal a cărui frecvenţă este proporţională cu presiunea.

Caracteristica traductorului este dată în tabela 2.

Tabela 2

Caracteristica traductorului de presiune

P, at	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f, kHz	127,0	125,7	124,4	123,0	121,6	120,0	118,5	117,0	115,5	114,0	112,3
Δf, kHz	0	1,3	2,6	4,0	5,4	7	8,5	10	11,5	13,0	14,7

Traductorul a fost construit pentru studiul unor fenomene tranzitorii în instalaţiile de săpare a sondelor, cu ajutorul înregistrării numerice rapide. Pentru intervalul scurt de timp în care are loc stabilizarea fenomenelor studiate, traductorul asigură precizia necesară obţinerii a trei cifre semnificative, în ritmul de 50 de puncte caracteristice pe secundă.

Accelerometrul

Traductorul de acceleraţii (accelerometrul) a fost realizat ca un element de măsurare bazat pe principii similare cu cele descrise anterior, dar într-o construcţie modificată, adaptată exigenţelor impuse de includerea lui într-un traductor de acceleraţii. Elementul de măsurare este arătat schematic în figura 5.

Pe cele două discuri de ferită au fost lipite (izolat) cîte o bobină plană, cu un singur strat, dintr-un conductor izolat foarte subţire (0,05 mm diametrul). Cele două discuri sînt lipite apoi cu bobinele faţă în faţă, cu ajutorul unui izolant solubil, de bună calitate (de exemplu polistiren). Dacă cele două discuri sînt supuse

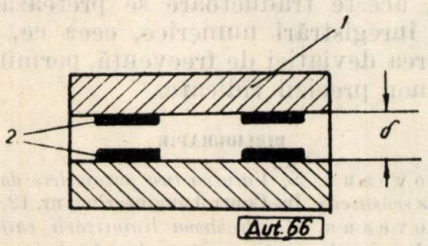


Fig. 5. Elementul de măsurare a traductorului de acceleraţii; *1* – discuri din ferită; *2* – bobine plane.

unui efort de compresiune, au loc următoarele fenomene principale :

– prin modificarea distanţei δ, datorită deformaţiei stratului izolant creşte inductanţa proprie a bobinelor, precum şi cea mutuală dintre bobine;

– datorită aceleiaşi cauze creşte capacitatea repartizată între cele două bobine plane;

– la eforturi de compresiune mai mare poate să apară o variaţie a permeabilităţii feritei şi o variaţie a permitivităţii izolantului.

Dintre aceste fenomene, primele două sînt mai importante ca efect. Conectînd cele două bobine în serie, cu sensul corespunzător realizării unei inductanţe mutuale pozitive, dipolul astfel obţinut prezintă o rezonanţă de tip paralel. Conectat în circuitul unui oscilator cu reacţie, se obţine un element de măsurare sub forma unei pastile sensibile la compresiune. Includerea elementului de măsurare în traductor este arătată schematic în figura 6.

Corpul metalic, cu masa determinată în funcţie de domeniul de lucru al traductorului, este suspendat în cutie prin intermediul şurubului de reglaj şi al pastilei din discuri de ferită. Dacă cutia este supusă unei mişcări pe direcţia axială, acceleraţia mişcării va imprima o forţă care va face să varieze efortul de compresiune la care este supusă pastila din ferită. Dacă frecvenţa oscilaţiilor libere ale elementului de măsurare (inclusiv corpul sus-

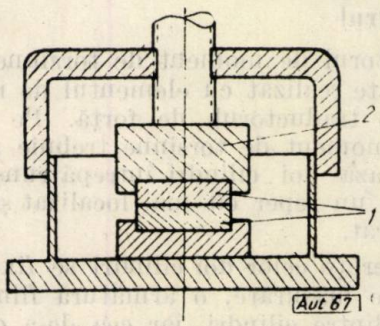


Fig. 6. Traductorul de acceleraţie : *1* – pastila din discuri de ferită; *2* – cazul metalic suspendat.

pendat) este mult mai mare decît frecvenţa vibraţiilor studiate, accelerometrul are o caracteristică liniară şi o bună sensibilitate. Trebuie arătat că amortizarea necesară se realizează prin simplul fapt că, în situaţia de indicaţie zero, pastila este supusă la compresiune prin reglajul de punere la zero, astfel încît schimbarea de semn a acceleraţiei are drept efect o variaţie a compresiunii în jurul valorii alese drept zero iniţial.

Circuitul oscilatorului cu tranzistoare este montat în cutia traductorului care, cu toate acestea, păstrează dimensiuni reduse. Deoarece dipolul descris are o rezonanţă de tip paralel, a fost experimentat un alt tip de oscilator decît cel descris anterior. Schema de principiu a oscilatorului este arătată în figura 7. Cu această schemă s-a realizat stabilitatea necesară pentru a se putea realiza o înregistrare numerică rapidă, cu trei cifre.

Pentru înregistrări directe, în cazul studierii unor vibraţii mecanice de frecvenţă ridicată, semnalul de la ieşirea traductorului fiind modulat în frecvenţă, poate fi aplicat unui discriminator-limitator de amplitudine, la ie-

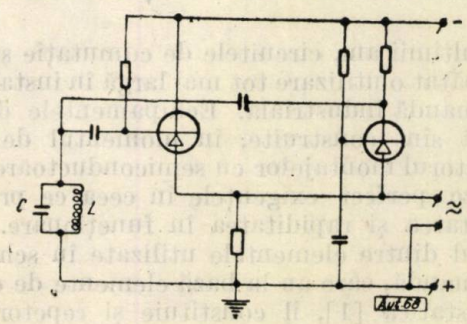


Fig. 7. Circuitul oscilatorului traductorului de acceleraţie.

şirea căruia se obţine o tensiune proporţională cu acceleraţia. Deoarece semnalul de la ieşirea traductorului are deviaţii mari de frecvenţă, discriminatorul trebuie proiectat în funcţie de

aceste deviații. De asemenea, discriminatorul trebuie să aibă o bună liniaritate, ceea ce se poate obține numai printr-o proiectare și reglare îngrijite.

Torsiometrul

Traductorul de moment de torsiune (torsiometrul) este realizat cu elementul de măsurare descris la traductorul de forță. Pe arborele al cărui moment de torsiune trebuie măsurat, se montează doi cilindri întrepătrunși, fixați fiecare pe un reper cît mai localizat și cît mai bine centrat.

Între pereții celor doi cilindri se fixează elementul de măsurare, o armătură fiind fixată de unul dintre cilindri, iar cea de-a doua, de celălalt. Cînd apare o deformație de torsiune, cei doi cilindri se rotesc unul față de celălalt, determinînd astfel variația distanței dintre armăturile elementului de măsurare.

Principalele dificultăți sînt determinate de perturbațiile de natură mecanică ce pot fi eliminate numai printr-o fixare corespunzătoare a traductorului de arbore.

Deoarece traductorul se află în rotație o dată cu arborele, a fost necesară montarea circuitului oscilatorului și a surselor de alimentare în interiorul traductorului. De asemenea, a fost necesară montarea în interiorul traductorului a unui mic emițător de radio, pentru a evita contactele alunecătoare necesare preluării semnalului electric. În modul acesta, traductorul se rotește o dată cu arborele și transmite prin radio semnalul a cărui frecvență depinde de momentul de torsiune a arborelui.

La fixarea traductorului pe arbore, frecvența inițială, luată ca reper zero, poate varia în limite mari de la un arbore la altul și, o dată cu aceasta, și sensibilitatea traductorului. De aceea, fiecare măsurare se compară cu caracteristica statică ridicată în laborator, pentru a se stabili și coeficientul respectiv al scării aparatului.

Acest traductor a fost construit pentru studiul proceselor tranzitorii la arbori în rotație, cu înregistrare numerică rapidă.

Concluzii

Din cele arătate se desprinde în special ideea realizării unor traductoare foarte precise, pentru ridicarea caracteristicilor dinamice ale instalațiilor mecanice. Traductoarele bazate pe principiul elementului de măsurare biparametric *LC* asigură o sensibilitate mai ridicată decît a altor categorii de traductoare parametrice și, în același timp, prin liniarizarea caracteristicii permit o mai bună stabilitate de zero, prin mărirea substanțială a deviației de frecvență.

Mărimea de ieșire fiind frecvența unui semnal electric, aceste traductoare se pretează foarte bine la înregistrări numerice, ceea ce, asociat cu mărirea deviației de frecvență, permite realizarea unor precizii ridicate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Racoveanu, N. *Varying two parameters doubles traducer's sensitivity.* In: Control engineering, nr. 12, dec 1962.
[2] Racoveanu, N. *Problema liniarizării caracteristicii traductoarelor de poziție cu mare deviație de frecvență.* In: Metrologia aplicată, nr. 6, 1963.
[3] Tucker, I., Bowers, R., Harris, N. și Barrow, T. *A stable two-transistor oscillator for displacement measurements.* In: Journal of scientific instruments, dec 1962.

Ing. VALERIAN COMĂNESCU

Proiectarea repetorului pe emitor ca element în schemele de comutație statică

În ultimii ani, circuitele de comutație statică au căpătat o utilizare tot mai largă în instalațiile de comandă industrială. Echipamentele de comandă sînt construite, în momentul de față, cu ajutorul montajelor cu semiconductoare, care satisfac perfect exigențele în ceea ce privește securitatea și rapiditatea în funcționare.

Unul dintre elementele utilizate în schemele de comandă, care au la bază elemente de comutație statică [1], îl constituie și repetorul pe emitor (*RE*). El se întrebuințează, de obicei, atunci cînd este nevoie să se comande mai multe sarcini logice elementare * decît permite un element NICI [2], [3] sau să acționeze un circuit cu bec de semnalizare sau cu releu la ieșire.

În cele ce urmează se prezintă două dintre schemele generale ale elementului *RE*, modul lor de calcul, și o schemă nouă care face ca tranzistorul din circuitul *RE* să lucreze ca un element ideal de comutație statică. În funcționarea în regim de comutație, tranzistorul este polarizat fie în stare de blocare (impedanță mare), fie în stare de conducție la saturație (impedanță mică). Un semnal aplicat la intrare (0 sau 1 în logică binară) duce tranzistorul de la o stare la alta. Proprietățile de curent continuu ale stărilor de blocare și de saturație sînt importante din punctul de vedere al disipației

* Sarcina logică elementară este definită ca sarcină ce apare la conectarea unei intrări rezistive a unui element NICI, care urmează elementului considerat.

tranzistorului şi al condiţiilor termice, care, la rîndul lor, afectează funcţionarea circuitului. Proprietăţile de curent alternativ ale tranzistorului, în regimul de tranziţie dintre aceste stări, determină performanţele tranzitorii şi, în consecinţă, viteza de comutare a circuitului. În ambele cazuri, aceste proprietăţi ale tranzistorului sînt necesare pentru calculul şi stabilirea performanţelor în comutarea circuitelor de comutaţie.

În încheiere se indică factorii de care trebuie să se ţină seamă la proiectarea elementului *RE*, cum şi influenţa variaţiilor parametrilor elementelor componente, în funcţie de sortare, temperatură şi îmbătrînire, asupra comportării circuitului. De asemenea, se dau rezultatele experimentale ale unor elemente *RE* alimentate la 24 V.

1. Calculul schemei *RE* cu rezistenţe şi tranzistoare

Performanţele unui element *RE* se caracterizează de obicei prin numărul maxim de intrări

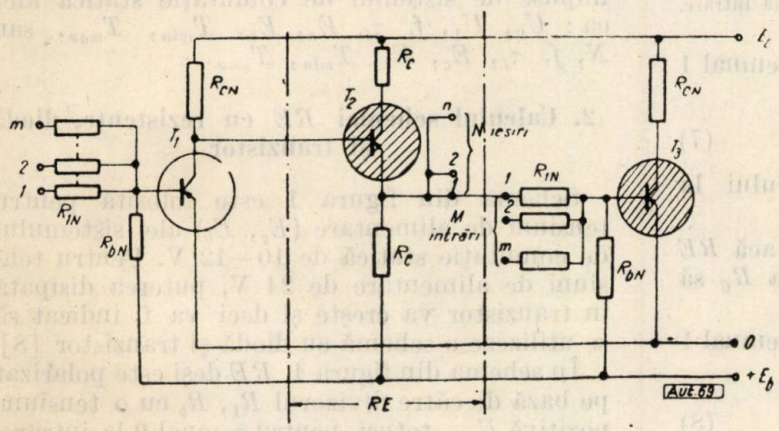


Fig. 1. Schema de conectare a elementului *RE*.

ale altor elemente, care pot fi conectate la ieşirea lui.

Schema electronică a unui astfel de circuit este arătată în figura 1, în care tranzistorul T_1 este blocat, iar T_2 şi T_3 duc la saturaţie. Circuitul *RE* este de tipul aceluia descris în [4].

Circuitul echivalent al *RE*, atunci cînd la intrare se aplică semnal 0, este dat în figura 2.

Pentru semnal 0 aplicat la intrarea *RE*, tensiunea la ieşirea acestuia este dată de relaţia :

$$U_0 = U'_{CES} - U_{BE}, \tag{1}$$

iar puterea disipată în tranzistor :

$$P_0 = U_{BE}\frac{I_{0c}}{P_0} + U_{CE}\,I_{0c}, \tag{2}$$

unde :

$$U_{CE} = E_c - R_c\,I_{0c} - U_0 \tag{3}$$

şi

$$I_{0c} = \frac{B_0}{1+B_0}\left[E_b\left(\frac{1}{R_e}+\frac{N}{R_{1N}+R_{bN}}\right) - U_0\left(\frac{1}{R_e}+\frac{N}{R_{1N}+R_{bN}}\right) - N\,I_{cB0}\,\frac{R_{bN}}{R_{1N}+R_{bN}}\right], \tag{4}$$

în care R_{1N} este rezistenţa serie ; R_{bN} — rezistenţa derivaţie din circuitul de intrare al unui element NICI ; N — numărul de sarcini elementare aplicate la ieşirea *RE*.

Din relaţiile (2) şi (4) se constată că cu cît numărul de elemente NICI, pe care le atacă *RE* este mai mare, cu atît puterea disipată pe tranzistor, în situaţia cu semnal 0 la intrare, este mai ridicată. Dacă numărul de intrări ale

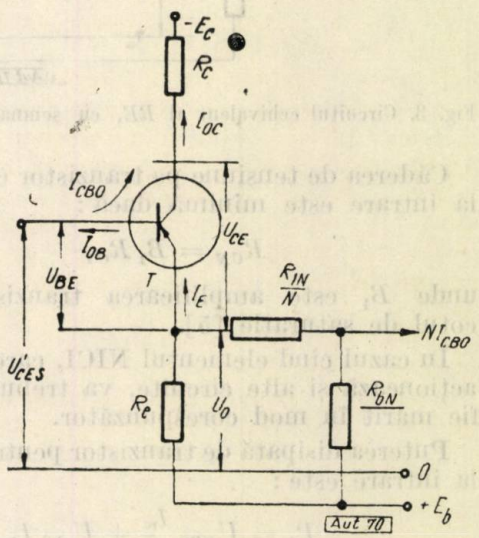


Fig. 2. Circuitul echivalent al *RE* cu semnal 0 la intrare.

circuitelor NICI acţionate de *RE* permite, se poate mări numărul de sarcini ale *RE* prin punerea la masă a uneia dintre intrările fiecărui NICI, în cazul cînd celelalte intrări nu sînt legate la alte circuite de comutaţie statică. În acest caz, curentul care revine în *RE* de la sursa pozitivă a fiecărui NICI, scade la aproximativ jumătate, şi ecuaţia (4) devine :

$$I_{0c} = \frac{B_0}{1+B_0}\left[E_b\left(\frac{1}{R_e}+\frac{N}{R_{1N}+2\,R_{bN}}\right) - U_0\left(\frac{1}{R_e}+N\,\frac{1+R_{bN}/R_{1N}}{R_{1N}+2\,R_{bN}}\right) - NI_{cB0}\,\frac{R_{bN}}{R_{1N}+2\,R_{bN}}\right]. \tag{5}$$

Circuitul echivalent al *RE*, atunci cînd la intrarea acestuia se aplică semnal 1, este arătat în figura 3.

Pentru semnal 1 la intrarea *RE*, tensiunea la ieşirea acestuia este dată de relaţia :

$$U_1 = \left(E_c - \frac{R_c}{R_e} E_b - \frac{R_c}{R_{1N}} N U'_{BES} - U_{cES}\right) \Big/ \left(1 - \frac{R_c}{R_e} - \frac{R_c}{R_{1N}} N\right). \quad (6)$$

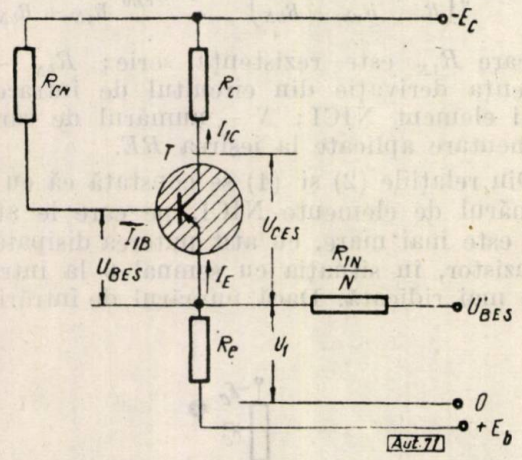


Fig. 3. Circuitul echivalent al *RE*, cu semnal 1 la intrare.

Căderea de tensiune pe tranzistor cu semnal 1 la intrare este minimă dacă :

$$R_{CN} = B_1 R_C, \quad (7)$$

unde B_1 este amplificarea tranzistorului la cotul de saturaţie [5].

În cazul cînd elementul NICI, care atacă *RE* acţionează şi alte circuite, va trebui ca R_C să fie mărit în mod corespunzător.

Puterea disipată de tranzistor pentru semnal 1 la intrare este :

$$P_1 = U_{BES} \frac{I_{1c}}{B_1} + U_{cES} I_{1c}, \quad (8)$$

unde :

$$I_{1c} = \frac{B_1}{1 + B_1}\left[\frac{E_b - U_1}{R_e} \frac{(U'_{BES} - U_1) N}{R_{1N}}\right]. \quad (9)$$

În mod normal, puterea disipată într-un circuit de comutaţie este luată ca puterea medie determinată de produsul dintre durata impulsului de comandă, frecvenţa de repetiţie şi puterea maximă pe care o disipă tranzistorul în timpul semnalului. Însă, în funcţionarea tranzistorului ca comutator, cînd dreapta de sarcină intersectează hiperbola de disipaţie maximă, trebuie luată în consideraţie şi disipaţia în timpii tranzitorii de comutare. Astfel, dacă se consideră că sistemul de comutaţie statică va lucra cu o frecvenţă maximă de repetiţie f, atunci puterea medie disipată în tranzistor va fi :

$$P_t = f\left[P_0 t_0 + P_1 t_1 + \frac{I_{cmax} E_{cmax}}{6}(\tau_f^- + \tau_f^+)\right] \quad (10)$$

în care t_0 şi t_1 sînt duratele semnalului 0 şi 1, iar τ_f^- şi τ_f^+, duratele maxime ale fronturilor negative şi pozitive ale impulsurilor.

Energia disipată de tranzistor în intervalul trecerii de la o stare la alta, atunci cînd în cursul comutării tensiunea şi curentul din circuitul colectorului variază liniar în timp, este dată de relaţia [6] :

$$W_c = \int_0^{\tau_f} p_c \, dt = \frac{1}{6} E_{cmax} I_{cmax} \tau_f, \quad (11)$$

a cărei valoare nu se modifică prea mult dacă curentul şi tensiunea variază complementar, adică sarcina este în mod esenţial rezistivă.

Valoarea puterii medii disipate ecuaţia (10) va trebui să nu depăşească puterea disipată admisă de tranzistor la temperatura maximă de lucru pentru sistemul de elemente de comutaţie statică [7].

Din relaţiile şi considerentele arătate, se observă că pentru proiectarea unui circuit *RE* este necesar să se pornească de la anumite date furnizate de caracteristicile tranzistorului utilizat ca : B, I_{CBO}, U_{CE}, U_{BE} şi P_c ; iar altele impuse de sistemul de comutaţie statică ales ca : U_0, U_1, f, τ_f, E_c, E_b, T_{min}, T_{max}, sau N, f, τ_f, E_c, E_b, T_{min}, T_{max}.

2. Calculul schemei *RE* cu rezistenţe, diodă şi tranzistor

Schema din figura 1 este folosită pentru tensiuni de alimentare (E_c, E_b) ale sistemului de comutaţie statică de 10—12 V. Pentru tensiuni de alimentare de 24 V, puterea disipată în tranzistor va creşte şi deci va fi indicat să se utilizeze o schemă cu diodă şi tranzistor [8].

În schema din figura 4, *RE* deşi este polarizat pe bază de către divizorul R_1, R_b cu o tensiune pozitivă U_{0B}, totuşi, pentru semnal 0 la intrare, duce, datorită pozitivării emitorului de către sarcinile aplicate, la ieşirea *RE*. Pentru limitarea curentului care trece prin tranzistor şi deci şi a puterii disipate pe el, atunci cînd numărul de sarcini elementare pe care le acţionează *RE* depăşeşte o anumită valoare ce este dată de puterea pe care poate să o disipe tranzistorul la temperatura maximă a sistemului, se utilizează o diodă montată ca în figura 4.

Circuitul echivalent al *RE*, atunci cînd la intrarea lui se aplică semnal 0, este dat în figura 5.

Pentru semnal 0 aplicat la intrarea *RE*, tensiunea la ieşirea lui este tot un semnal 0 şi este dată de relaţia :

$$U_0 = U_{0B} - U_{BE}. \quad (12)$$

În acest caz, puterea disipată în tranzistor este :

$$P_0 = U_{BE} \frac{I_{0c}}{B_0} + U_{cE} I_{0c}, \quad (13)$$

unde :

$$U_{cE} = E_c - R_c I_{0c} - U_0 \text{ şi} \qquad (14)$$

$$I_{0c} = \frac{B_0}{1+B_0}\left[E_b \frac{N}{R_{1N}+R_{bN}} - U_0\left(\frac{1}{R_e} + \frac{N}{R_{1N}+R_{bN}}\right) - N\, I_{cB0}\, \frac{R_{bN}}{R_{1N}+R_{bN}} - I_D\right] \qquad (15)$$

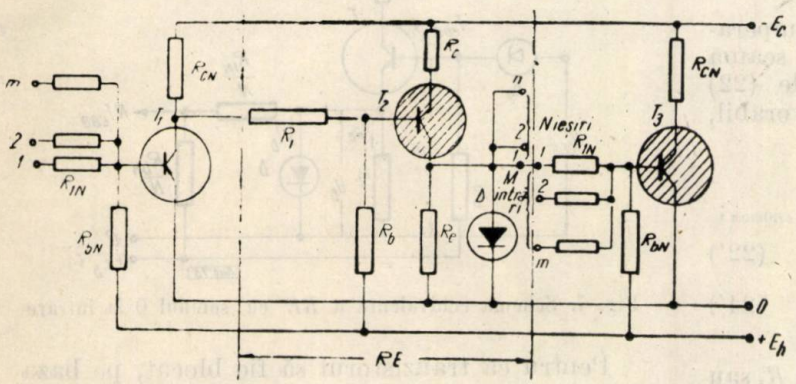


Fig. 4. Schema de conectare a elementului *RE*.

Din relaţiile (13) şi (15) se constată că puterea disipată pe tranzistor cu semnal 0 la intrare creşte cu N, adică numărul de sarcini elementare montate la ieşirea *RE* este limitat de puterea disipată pe tranzistor.

Circuitul echivalent al *RE*, atunci cînd la intrare se aplică semnal 1, este dat în figura 6.

Pentru semnal 1 la intrarea *RE*, tensiunea la ieşirea acestuia este dată de relaţia :

$$U_1 = \left(E_c - N\frac{R_c}{R_{1N}} U'_{BES} - U_{CES}\right) \Big/ \left(1 - \frac{R_c}{R_e} - N\frac{R_c}{R_{1N}}\right), \qquad (16)$$

expresie în care s-a neglijat componenta curentului invers care trece prin dioda D.

Neglijînd influenţa rezistenţei inverse a diodei D asupra sarcinii, valoarea rezistenţei din colectorul *RE* este dată de relaţia :

$$R_c = \frac{R_e R_{1N}}{N R_e + R_{1N}} \left(\frac{E_c}{U_1} - \frac{U_{CES}}{U_1} - 1\right). \qquad (17)$$

Pentru uşurinţa calculului şi a montajului se poate lua $R_e = R_{1N}$, în care caz :

$$R_c = \frac{R_{1N}}{1+N}\left(\frac{E_c}{U_1} - \frac{U_{CES}}{U_1} - 1\right). \qquad (18)$$

Pentru a face neglijabilă căderea de tensiune pe tranzistor, la semnal 1 la intrare, trebuie ca valoarea dată de relaţia (18) să satisfacă inegalitatea :

$$R_c > \frac{R_1 + R_{CN}}{B_1}, \qquad (19)$$

Puterea disipată de tranzistor pentru semnal 1 este :

$$P_1 = U_{BES}\frac{I_{1c}}{B_1} + U_{CES} I_{1c}, \qquad (20)$$

unde :

$$I_{1c} = \frac{B_1}{1+B_1}\left[-\frac{U_1}{R_e} + \frac{(U'_{BES} - U_1)N}{R_{1N}}\right]. \qquad (21)$$

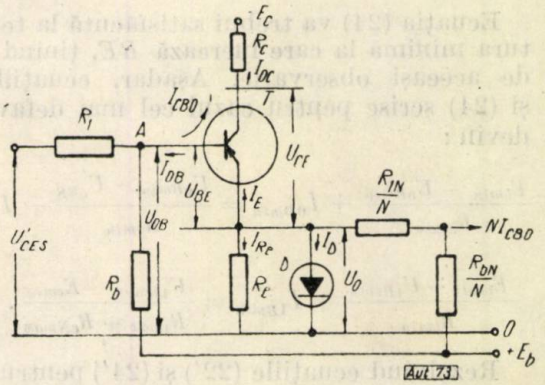


Fig. 5. Circuitul echivalent al *RE* cu semnal 0 la intrare.

Şi în cazul *RE* din figura 4, puterea maximă totală disipată de tranzistor va fi dată de o relaţie similară cu (10).

Pentru proiectarea unui astfel de circuit se porneşte cu aceleaşi date ca şi în cazul precedent. În plus, pentru determinarea rezistenţelor R_1 şi R_b se scriu ecuaţiile curenţilor în nodurile A şi B, pentru cele două situaţii :

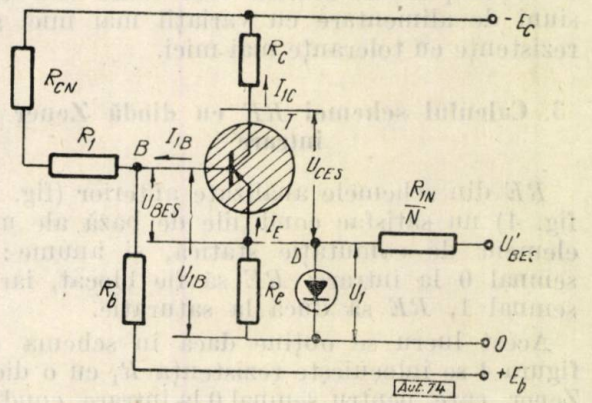


Fig. 6. Circuitul echivalent al *RE* cu semnal 1 la intrare.

a. Semnal 0 la intrare (fig. 5) :

$$\frac{E_b - U_{0b}}{R_b} + I_{0B} = \frac{U_{0B} - U'_{CES}}{R_1} + I_{cB0} \qquad (22)$$

unde :

$$U_{0B} = U_0 + U_{BE}. \qquad (23)$$

Ecuaţia (22) va trebui satisfăcută la temperatura maximă la care va lucra *RE*, ţinînd

seamă de abaterile componentelor ecuației în sensul cel mai defavorabil :

b. Semnal 1 la intrare (fig. 6) :

$$\frac{E_b - U_{1B}}{R_b} + I_{1B} = \frac{U_{1B} - E_c}{R_1 + R_{cN}}, \qquad (24)$$

unde :

$$U_{1B} = U_1 + U_{BES}. \qquad (25)$$

Ecuația (24) va trebui satisfăcută la temperatura minimă la care lucrează *RE*, ținînd seamă de aceeași observație. Așadar, ecuațiile (22) și (24) scrise pentru cazul cel mai defavorabil, devin :

$$\frac{E_{bmin} - U_{0Bmin}}{R_{bmax}} + I_{0Bmin} = \frac{U_{0Bmin} - U'_{cES}}{R_{1min}} + I_{cB0max}; \qquad (22')$$

$$\frac{E_{bmax} - U_{1Bmax}}{R_{bmin}} + I_{1Bmin} = \frac{U_{1Bmax} - E_{cmin}}{R_{1max} + R_{cNmax}}. \qquad (24')$$

Rezolvînd ecuațiile (22') și (24') pentru R_1 sau R_b, se obține o ecuație de gradul doi în raport cu R_1 sau R_b. Această ecuație va trebui să admită două rădăcini reale și pozitive dintre care, din motive de stabilitate cu temperatura a etajului *RE*, se va alege valoarea corespunzătoare R_1 și R_b cea mai mică. În cazul în care, prin rezolvarea ecuației rezultă rădăcini imaginare, va trebui să se modifice condițiile inițiale, de exemplu se va alege un tranzistor cu o amplificare statică mai mare sau tensiuni de alimentare cu variații mai mici sau rezistențe cu toleranțe mai mici.

3. Calculul schemei *RE* cu diodă Zener la intrare

RE din schemele analizate anterior (fig. 1 și fig. 4) nu satisfac condițiile de bază ale unui element de comutație statică, și anume : la semnal 0 la intrare, *RE* să fie blocat, iar la semnal 1, *RE* să ducă la saturație.

Acest lucru se obține dacă în schema din figura 4 se înlocuiește rezistența R_1 cu o diodă Zener, care, pentru semnal 0 la intrare, conduce pe porțiunea caracteristică cu rezistență mare, iar pentru semnal 1 pe porțiunea de caracteristică cu rezistență mică.

Circuitul echivalent al *RE*, în cazul cînd la intrarea acestuia se aplică semnal 0, este dat în figura 7.

Pentru semnal 0 la intrarea *RE*, tensiunea la ieșirea acestuia este dată de relația :

$$U_0 = U_D. \qquad (26)$$

Din caracteristica diodei $I_D = f(U_D)$, la un anumit curent maxim dat de catalog, se găsește valoarea maximă a numărului de sarcini elementare care pot fi cuplate la ieșirea *RE*. Adică :

$$N_{max} = \frac{I_D + U_D/R_e}{\left(\frac{E_b}{R_{bN}} + \frac{U_D}{R_{1N}} - I_{cB0}\right) R_{bN}/(R_{1N} + R_{bN}) - U_D/R_{1N}}. \qquad (27)$$

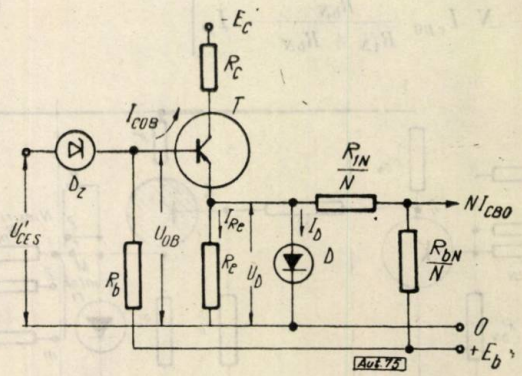


Fig. 7. Schema echivalentă a *RE* cu semnul 0 la intrare

Pentru ca tranzistorul să fie blocat, pe baza lui va trebui să fie o tensiune pozitivă dată de :

$$U_{0B} = U_D + U_{BE}. \qquad (28)$$

Ca siguranță în blocare se poate lua : $U_{BE} = -0{,}5 \div 1$ V.

Ținînd seamă de caracteristica diodei $I_z = f(U_z)$, unde :

$$U_z = U_{0B} - U'_{CES}, \qquad (29)$$

se poate deduce valoarea rezistenței de polaritate din bază, și anume :

$$R_b = \frac{E_b - U_{0B}}{I_z + I_{cB0}}. \qquad (30)$$

Circuitul echivalent al *RE*, pentru cazul în care la intrarea lui se aplică semnal 1, este arătat în figura 8.

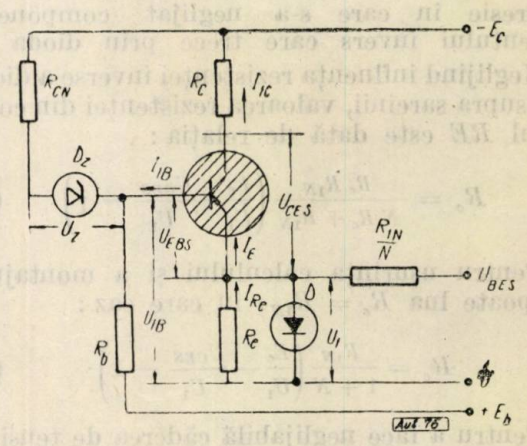


Fig. 8. Circuitul echivalent al *RE* cu semnal 1 la intrare.

Pentru semnal 1 la intrarea *RE*, tensiunea la ieșirea acestuia este dată de relația :

$$U_1 = U_{1B} + U_{BES}, \qquad (31)$$

unde :

$$U_{1B} = \frac{R_b}{R_b - R_{cN}}\left[E_c - U_z - R_{cN}\left(\frac{E_b}{R_b} + I_{1B}\right)\right]. \quad (32)$$

Din ecuaţia (32) se observă că pentru a se obţine la ieşire o tensiune cît mai ridicată este necesar să se utilizeze diode Zener de tensiune mică, de exemplu 3,5 ÷ 5 V.

Puterea disipată de tranzistor, în acest caz, se calculează cu ajutorul relaţiei (20), iar valoarea rezistenţei R_c din colectorul *RE*, cu relaţia (18).

La proiectarea elementului *RE* este necesar să se aibă în vedere, în afară de abaterile parametrilor tranzistoarelor (I_{CB0}, B, U_{CE}, U_{BE}), şi abaterile rezistenţelor cu sortarea, cu temperatura şi cu îmbătrînirea, iar abaterea surselor de alimentare : cu sarcina, cu temperatura şi cu îmbătrînirea. De asemenea, ecuaţiile vor trebui rezolvate în situaţiile cele mai defavorabile care pot apărea în sistem (cazul cel mai rău), de exemplu elementul NICI care atacă elementul *RE* să fie alimentat de la o sursă E_c de valoare minimă, iar *RE*, de la o altă sursă cu valoare maximă. În acest caz, tranzistorul trebuie să lucreze la saturaţie sau cît mai aproape de ea, în aşa fel încît puterea disipată pe tranzistor să nu depăşească o anumită valoare.

4. Realizări practice

În cadrul sistemului „Elemente de comutaţie statică UNILOG tip A" [9] proiectat şi executat de I.P.A., în colaborare cu U.E.M., s-a realizat un element *RE* care are la bază schema din figura 4, în care :

$R_1 = 910\ \Omega$, $R_b = 36\ k\Omega$, $R_c = 360\ \Omega$, $N = 20$, $f = 5$ kHz, $T_{min} = -10°C$, $T_{max} = +50°C$, $E_b = +24$ V, $E_c = -24$ V şi nu tranzistor tip EF — T322 cu $B_1 = 60$ (la $I_c = 25$ mA şi $U_{cE} = -0{,}2$ V).

În atelierul de elemente electronice I.P.A. s-a experimentat şi un circuit cu diodă Zener la intrare, a cărui schemă este dată în figura 9.

Calculul componentelor din circuit s-a efectuat pe baza relaţiilor (18), (27) şi (30). Acest circuit poate acţiona, la ieşirea lui, 30 de sarcini elementare, dînd un semnal $>|-12|$ V.

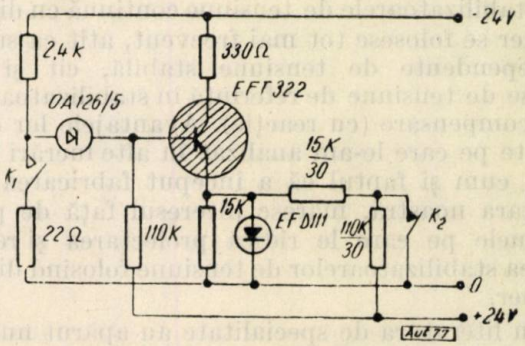


Fig. 9. Circuitul *RE* cu diodă Zener la intrare.

Puterea maximă disipată pe tranzistor, cu semnal 1 la intrare, este mai mică decît 25 mW.

Cu o diodă stabilizatoare la intrare, de tipul 104—Z4 şi cu o diodă la ieşire de tipul SFD—127 *RE*, se pot acţiona 40 sarcini elementare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pressman, A. *Design of transistorized circuits for digital computers.* New York, John F. Rider Publisher, 1961.

[2] *UNILOG tip A, element NICI*, proiect I.P.A.

[3] Weissman, E. S. *Asupra proiectării elementului logic cu rezistenţe şi tranzistori.* In : Automatica şi Electronica, vol. VI, nr. 4, 1962, p. 156.

[4] *MINILOG, element tip 2*, PANELIT—ELLIOT.

[5] Papina, R. In : Studii şi cercetări de fizică, XIII, 1962, p. 807.

[6] *SESCO, Manuel d'Applications Électronique Industrielle. Électronique professionnelle.* Paris, Gauthier Villars, 1962.

[7] Pauker, V. *Rezistenţa termică a tranzistorului EF-T de joasă frecvenţă şi mică putere.* In : Automatica şi Electronica, vol. VII, nr. 4, 1963, p. 174.

[8] Mullard Equipment Limited, *Norbit—Elements, Emlitter Follower Unit, YL 6001.*

[9] *UNILOG tip A, Element REPETOR PE EMITOR, (proiect* I.P.A.).

Ing. A. MILLEA

În legătură cu condițiile de funcționare optimă a stabilizatoarelor parametrice de tensiune cu diode Zener

Stabilizatoarele de tensiune continuă cu diode Zener se folosesc tot mai frecvent, atît ca surse independente de tensiune stabilă, cît și ca surse de tensiune de referință în stabilizatoarele cu compensare (cu reacție). Avantajele lor evidente pe care le-am analizat în alte lucrări [1], [2], cum și faptul că a început fabricarea lor în țara noastră, măresc interesul față de problemele pe care le ridică proiectarea și realizarea stabilizatoarelor de tensiune folosind diode Zener.

În literatura de specialitate au apărut numeroase descrieri de scheme și date experimentale; în cîteva lucrări [3], [4], [5], [6] sînt prezentate și metode de proiectare a stabilizatoarelor parametrice cu unul sau cu mai multe etaje în cascadă. Două dintre problemele legate de proiectarea acestor stabilizatoare — alegerea curentului prin diodele Zener și alegerea tensiunilor intermediare la stabilizatoarele cu mai multe etaje — nu sînt amintite sau sînt tratate sumar, cu toate că ele pot prezenta o importanță relativ mare în unele cazuri care se ivesc în practică.

În cele ce urmează vor fi examinate, teoretic și experimental, cele două aspecte amintite, deducîndu-se concluzii utile pentru dimensionarea schemelor cu diode Zener. Din analiza efectuată rezultă că există o valoare optimă pentru fiecare dintre mărimile indicate, prin aceasta înțelegînd valori care duc la un factor de stabilizare maxim, ceilalți parametri ai schemei fiind dați. Cu toate că aceste valori optime nu sînt critice, cunoașterea lor — cu o oarecare aproximație — este necesară pentru o proiectare judicioasă.

O dată cu cercetarea problemelor arătate se vor indica și metode de calcul al schemelor de stabilizatoare cu un etaj, respectiv cu mai multe etaje.

1. Stabilizatorul de tensiune cu un etaj

Schema de principiu a stabilizatorului parametric de tensiune cu un singur etaj, folosind o diodă Zener, este cea din figura 1. Pe lîngă dioda Zener D și rezistența serie R, s-a figurat și rezistența de sarcină R_s.

Se pot deosebi două moduri fundamentale de funcționare a stabilizatorului de tensiune: a) pe sarcină constantă; b) pe sarcină variabilă.

În ambele cazuri se consideră că tensiunea de intrare U_1 poate varia în anumite limite; în cazul al doilea variază și rezistența de sarcină R_s și, implicit, curentul de sarcină I_s. De asemenea, în unele situații este necesar să se ia în considerare și variația rezistenței serie R (de obicei însă efectul acestui factor poate fi neglijat).

Deci, în general, circuitul stabilizator trebuie să asigure variații cît mai mici ale tensiunii de ieșire U_2 la variații ale mărimilor U_1, I_s și R.

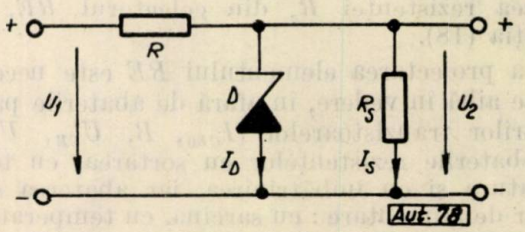


Fig. 1. Schema unui stabilizator parametric de tensiune cu un etaj.

Performanțele stabilizatorului de tensiune, în ce privește stabilizarea în raport cu variațiile acestor trei mărimi, pot fi caracterizate prin următorii parametri: factorul de stabilizare K, egal cu raportul dintre variația relativă a tensiunii de intrare și variația relativă a tensiunii de ieșire, la I_s și R constanți:

$$K = \frac{U_2}{U_1} \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}\Bigg|_{I_s,\ R = \text{const.}} \tag{1}$$

rezistența internă R_i, egală cu raportul, cu semn schimbat, dintre variația tensiunii de ieșire și variația curentului de sarcină, la U_1 și R constanți:

$$R_i = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_s}\Bigg|_{U_1,\ R = \text{const.}} \tag{2}$$

și un factor K_R, egal cu raportul, cu semn schimbat, dintre variația relativă a rezistenței R și variația relativă a tensiunii de ieșire, la U_1 și I_s constanți:

$$K_R = -\frac{U_2}{R} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta U_2}\Bigg|_{U_1,\ I_s = \text{const.}} \tag{3}$$

1.1. Expresiile generale ale parametrilor care caracterizează stabilizatorul de tensiune cu un etaj

Forma caracteristicii curent-tensiune a diodelor Zener (fig. 2) arată că este posibilă utilizarea unei scheme echivalente simple pentru aceste diode, formată dintr-o sursă de tensiune electromotoare U_0 în serie cu o rezistență R_d (numită, de obicei, rezistență dinamică a diodei). Schema echivalentă a stabilizatorului de tensiune cu un etaj este deci cea din figura 3.

Pentru acest circuit se pot scrie ecuațiile:

$$U_1 = R(I_D + I_s) + U_2;$$
$$U_2 = U_0 + R_d I_D = R_s I_s; \quad (4)$$

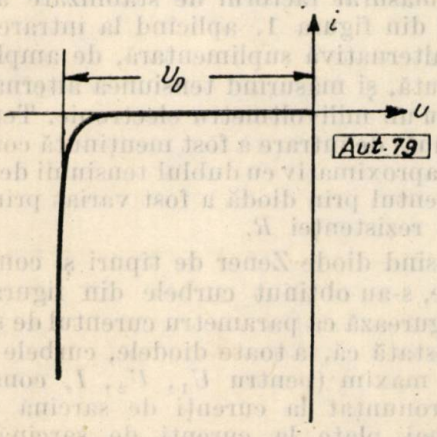


Fig. 2. Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener.

în care I_D este curentul prin dioda Zener. Între tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare rezultă următoarea relație:

$$U_2 = \frac{U_0 + \frac{R_d}{R} U_1 - R_d I_s}{1 + \frac{R_d}{R}} = \frac{U_0 + \frac{R_d}{R_1} U_1}{1 + \frac{R_d}{R} + \frac{R_d}{R_s}}. \quad (5)$$

Expresiile factorilor K, R_i, K_R se pot determina efectuînd derivările corespunzătoare în (5). Se găsește:

$$K = \frac{U_2}{U_1}\left(1 + \frac{R}{R_d} + \frac{R}{R_s}\right) \approx \frac{U_2}{U_1}\frac{R}{R_d}; \quad (6)$$

$$R_i = \frac{R_d}{1 + \frac{R_d}{R}} \approx R_d; \quad (7)$$

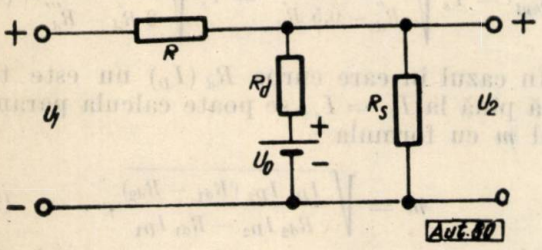


Fig. 3. Schema echivalentă a stabilizatorului de tensiune din figura 1.

$$K_R = \frac{U_2}{\left(1 + \frac{R_d}{R_s}\right) U_1 - U_0} \cdot \frac{R}{R_d}\left(1 + \frac{R_d}{R} + \frac{R_d}{R_s}\right)^2 \approx$$
$$\approx \frac{1}{\frac{U_1}{U_2} - 1} \cdot \frac{R}{R_d}; \quad (8)$$

deoarece, în majoritatea cazurilor practice, $R_d \ll R$ și $R_d \ll R_s$.

1.2. Analiza formulelor parametrilor K și R_i

Prin transformări simple, expresia factorului de stabilizare K poate fi pusă sub forma:

$$K \approx \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{1 + \frac{I_s}{I_D}} \cdot \frac{R_{cc}}{R_d}, \quad (9)$$

în care:

$$R_{cc} = \frac{U_2}{I_D} \quad (10)$$

este rezistența în curent continuu a diodei Zener.

Expresia (9) are avantajul că din ea rezultă mai clar influența diferitelor mărimi asupra valorii lui K. Se constată că valoarea lui K este dată de produsul a trei factori: factorul $1 - \frac{U_2}{U_1}$, care depinde numai de raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare, factorul $\left(1 + \frac{I_s}{I_D}\right)^{-1}$, care depinde de raportul dintre curentul de sarcină și curentul prin diodă, și factorul $\frac{R_{cc}}{R_d}$, determinat exclusiv de parametrii diodei Zener.

Ultimul factor, $\frac{R_{cc}}{R_d}$ se mai numește factor de calitate al diodei Zener; în continuare, se va folosi notația:

$$\frac{R_{cc}}{R_d} = Q. \quad (11)$$

Dacă $I_s = 0$ (funcționare în gol) și $U_1 \gg U_2$, factorul de stabilizare K tinde către valoarea limită maximă Q; din această cauză, considerăm că valoarea lui Q caracterizează mai bine proprietățile de stabilizare ale diodei Zener decît rezistența dinamică R_d, care e folosită, de obicei, în acest scop.

Valoarea factorului de calitate Q depinde de curentul diodei, deci al doilea și al treilea dintre cei trei factori amintiți nu sînt independenți.

În ce privește rezistența internă a stabilizatorului, aceasta este, practic, egală cu rezistența dinamică a diodei Zener.

1.3. Valoarea optimă a curentului prin diodă

Prin valoarea optimă $I_{D\,opt}$ a curentului prin dioda Zener se înțelege acea valoare pentru care factorul de stabilizare K este maxim, la U_1 și I_s constanți (în cele ce urmează R va fi considerat constant). Existența acestui maxim este determinată de faptul că factorul de calitate $Q = \frac{R_{cc}}{R_d}$ scade, în general, cu creșterea

curentului I_D prin diodă, pe cînd factorul $\frac{1}{1+\frac{I_s}{I_D}}$ crește cu I_D.

Pentru a trata analitic problema trebuie aproximată curba $R_d\ (I_D)$ într-un mod cît mai simplu posibil. O asemenea aproximație, destul de bine verificată de experiență, este cea dată de Dodik [3]:

$$R_d = a + \frac{b}{I_D}, \tag{12}$$

unde a, b sînt constante care depind de construcția diodei. Factorul de calitate al diodei devine:

$$Q = \frac{U_2}{I_D} \cdot \frac{1}{a + \frac{b}{I_D}} = \frac{U_2}{a I_D + b}. \tag{13}$$

Tensiunea U_2 la bornele diodei va fi considerată constantă, ceea ce introduce erori neglijabile în analiza care urmează.

Expresia factorului de stabilizare ia forma:

$$K \approx \frac{\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right) U_2}{\left(1 + \frac{I_s}{I_D}\right)(a I_D + b)}. \tag{14}$$

Maximul acestei expresii, în raport cu I_D, este dat de condiția:

$$I_D = \sqrt{\frac{b I_s}{a}}, \tag{15}$$

deci curentul optim prin diodă este:

$$I_{D_{opt}} = m \sqrt{I_s}, \tag{16}$$

unde

$$m = \sqrt{\frac{b}{a}} \tag{17}$$

este un parametru al diodei Zener.

Valoarea maximă a factorului de stabilizare este:

$$K_{max} \approx \frac{\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right) U_2}{(\sqrt{a I_s} + \sqrt{b})^2}. \tag{18}$$

De aici rezultă următoarele concluzii:

a. Valoarea optimă a curentului prin diodă depinde de parametrii diodei și de curentul de sarcină; ea este proporțională cu rădăcina pătrată a curentului de sarcină.

b. Maximul lui K la variația lui I_D este destul de plat, adică valoarea $I_D = I_{D_{opt}}$ nu este critică.

c. Valoarea maximă K_{max} a factorului de stabilizare scade cu curentul de sarcină I_s. Această scădere este mai lentă la valori mici ale lui I_s și mai rapidă la valori mari ale lui I_s.

1.4. Verificarea experimentală a existenței maximului factorului de stabilizare la variația curentului prin diodă

S-a măsurat factorul de stabilizare al montajului din figura 1, aplicînd la intrare o tensiune alternativă suplimentară, de amplitudine cunoscută, și măsurînd tensiunea alternativă la ieșire cu un milivoltmetru electronic. Tensiunea (continuă) de intrare a fost menținută constantă (egală aproximativ cu dublul tensiunii de ieșire), iar curentul prin diodă a fost variat prin modificarea rezistenței R.

Folosind diode Zener de tipuri și construcții diferite, s-au obținut curbele din figura 4, în care figurează ca parametru curentul de sarcină. Se constată că, la toate diodele, curbele $K\ (I_D)$ au un maxim (pentru U_1, U_2, I_s constante), mai pronunțat la curenți de sarcină mici și sînt mai plate la curenți de sarcină mari.

1.5. Determinarea practică a curentului optim

Se pot imagina numeroase procedee pentru determinarea parametrului m sau direct a curentului optim, pornind de la caracteristicile grafice ale diodei Zener. În cele ce urmează se indică trei procedee de acest fel, bazate pe curba $R_d\ (I_s)$ a rezistenței dinamice în funcție de curentul diodei.

a. Se consideră curba $R_d\ (I_D)$ extinsă cel puțin pînă la valoarea $I_D = I_s$. Notînd cu R'_d rezistența dinamică corespunzătoare curentului $I_D = I_s$, cu R''_d valoarea corespunzătoare curentului $I_D = 2 I_s$ și cu R'''_d valoarea lui R_d pentru $I_D = \frac{1}{2} I_s$, curentul optim se poate calcula cu una dintre formulele:

$$I_{D_{opt}} = I_s \sqrt{\frac{R'_d - R''_d}{R''_d - 0{,}5\, R'_d}} = I_s \sqrt{\frac{R'''_d - R'_d}{2 R'_d - R'''_d}}. \tag{19}$$

În cazul în care curba $R_d\ (I_D)$ nu este trasată pînă la $I_D = I_s$, se poate calcula parametrul m cu formula

$$m = \sqrt{\frac{I_{D1} I_{D2} (R_{d1} - R_{d2})}{R_{d2} I_{D2} - R_{d1} I_{D1}}}, \tag{20}$$

unde R_{d1}, R_{d2} sînt valorile rezistenței dinamice, corespunzătoare curenților I_{D1}, respectiv I_{D2}.

b. Parametrul m poate fi dedus ușor din curba inversului factorului de calitate Q în funcție de I_D:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{U_2}(a I_D + b), \tag{21}$$

sau din curba produsului dintre rezistența dinamică R_d și curentul I_D prin diodă:

$$R_d I_D = a I_D + b. \tag{22}$$

În adevăr, valoarea lui m este egală cu rădăcina pătrată a abscisei cu semn schimbat, corespunzătoare anulării funcţiilor de mai sus (fig. 5) :

$$m = \sqrt{\frac{b}{a}} = \sqrt{-I_D \left| \frac{1}{Q} = 0 \right.} \qquad (23)$$

c. Cele două metode anterioare se bazează pe presupunerea că variaţia rezistenţei dinamice cu curentul diodei respectă relaţia aproximativă (12). Dacă este necesară o determinare mai precisă a curentului optim, se poate folosi următorul procedeu. Se trasează curbele lg $\frac{1}{Q}$

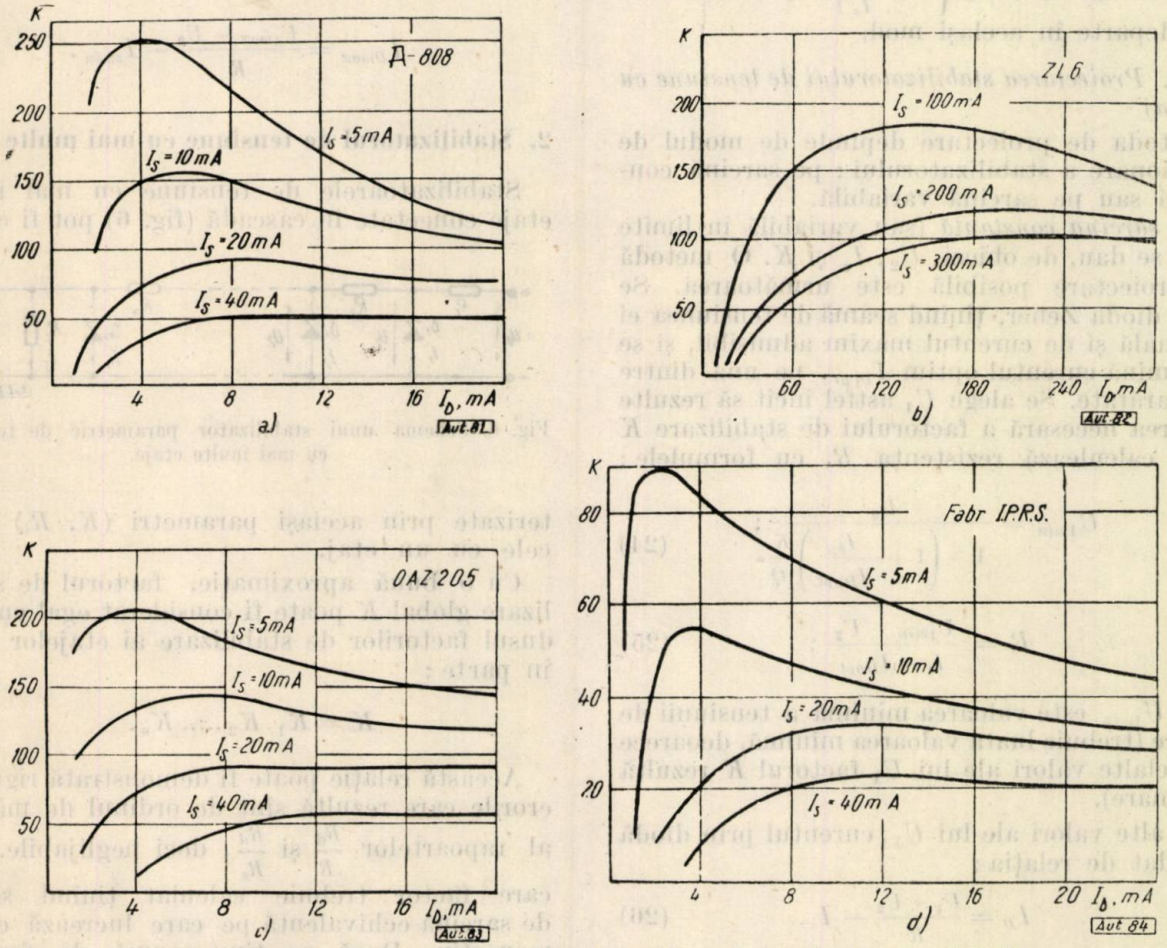


Fig. 4. Curbe experimentale ale factorului de stabilizare în funcţie de curentul diodei :
a – pentru o diodă Д 808 de fabricaţie sovietică ; *b* – pentru dioda de putere ZL6 (Siemens) ; *c* – pentru o diodă OAZ205 (Valvo) ;
d – pentru o diodă fabricată experimental la I.P.R.S. – Băneasa.

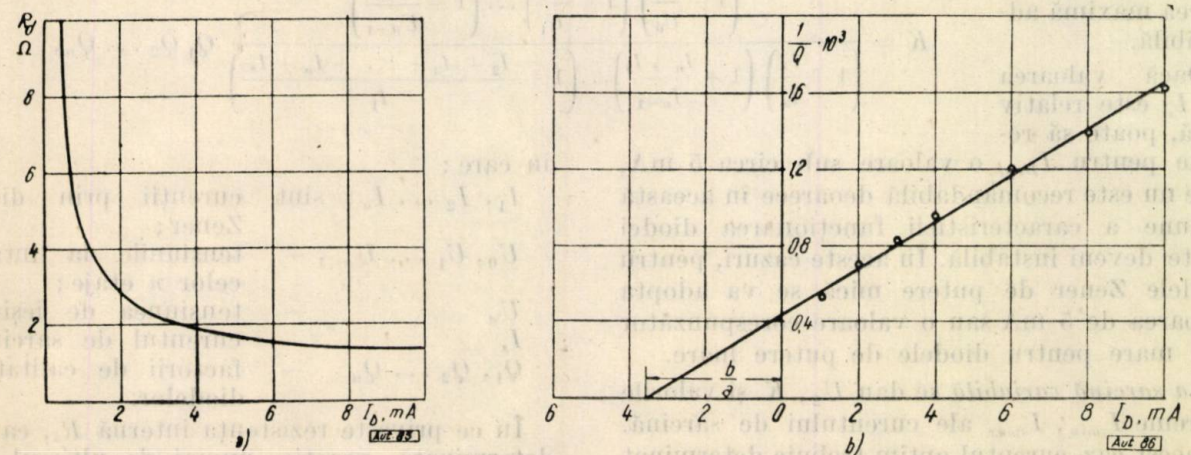


Fig.5. Exemplu de determinare pe cale grafică a parametrului m :
a – curba rezistenţei dinamice în funcţie de curent, ridicată experimental la o diodă Zener Д 808 ; *b* – aproximarea printr-o dreaptă a curbei inversului factorului de calitate al aceleiaşi diode Zener (cu $U_0 \approx 8$ V).

și $\lg\left(1+\frac{I_s}{I_D}\right)$ în funcție de I_D și se construiește apoi curba sumei acestor două funcții. Curentul optim este cel corespunzător minimului curbei rezultate.

În locul funcțiilor arătate se pot trasa și funcțiile $\lg R_d$ și $\lg\left(1+\frac{I_D}{I_s}\right)$, procedîndu-se mai departe în același mod.

1.6. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu un etaj

Metoda de proiectare depinde de modul de funcționare a stabilizatorului: pe sarcină constantă sau pe sarcină variabilă.

La sarcina constantă (sau variabilă în limite mici) se dau, de obicei, U_2, I_s și K. O metodă de proiectare posibilă este următoarea. Se alege dioda Zener, ținînd seamă de tensiunea ei nominală și de curentul maxim admisibil, și se determină curentul optim I_{Dopt}, pe una dintre căile arătate. Se alege U_1 astfel încît să rezulte valoarea necesară a factorului de stabilizare K și se calculează rezistența R, cu formulele:

$$U_{1min}=\frac{U_2}{1-\left(1+\frac{I_s}{I_{Dopt}}\right)\frac{K}{Q}}; \qquad (24)$$

$$R=\frac{U_{1min}-U_2}{I_s+I_{Dopt}}; \qquad (25)$$

unde U_{1min} este valoarea minimă a tensiunii de intrare (trebuie luată valoarea minimă, deoarece la celelalte valori ale lui U_1 factorul K rezultă mai mare).

La alte valori ale lui U_1, curentul prin diodă este dat de relația:

$$I_D=\frac{U_1-U_2}{R}-I_s. \qquad (26)$$

Cu această relație se verifică dacă la $U_1=U_{1max}$ curentul I_D nu depășește valoarea maximă admisibilă.

Dacă valoarea lui I_s este relativ mică, poate să rezulte pentru I_{Dopt} o valoare sub circa 5 mA, care nu este recomandabilă deoarece în această regiune a caracteristicii funcționarea diodei poate deveni instabilă. În aceste cazuri, pentru diodele Zener de putere mică se va adopta valoarea de 5 mA sau o valoare corespunzător mai mare pentru diodele de putere mare.

La sarcină variabilă se dau U_2, K și valorile extreme I_{smin}, I_{smax} ale curentului de sarcină. În acest caz, curentul optim trebuie determinat pentru $I_s=I_{smax}$, ceea ce reprezintă situația cea mai defavorabilă (la valori mai mici ale curentului de sarcină curentul prin diodă este mai mare, rezistența dinamică, mai mică, și factorul de stabilizare, mai ridicat). Tensiunea U_{1min} și rezistența R se determină tot cu formulele anterioare (24) și (25), în care se pune $I_s=I_{smax}$.

Curentul maxim prin diodă este

$$I_{Dmax}=\frac{U_{1max}-U_2}{R}-I_{smin}. \qquad (27)$$

2. Stabilizatorul de tensiune cu mai multe etaje

Stabilizatoarele de tensiune cu mai multe etaje conectate în cascadă (fig. 6) pot fi caracterizate prin aceiași parametri (K, R_i) ca și cele cu un etaj.

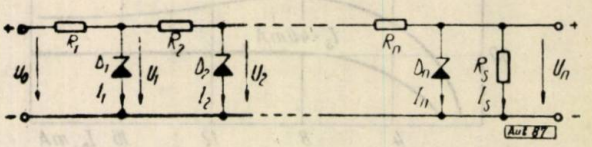


Fig. 6. Schema unui stabilizator parametric de tensiune cu mai multe etaje.

Cu o bună aproximație, factorul de stabilizare global K poate fi considerat egal cu produsul factorilor de stabilizare ai etajelor luate în parte:

$$K=K_1.K_2.....K_n. \qquad (28)$$

Această relație poate fi demonstrată riguros: erorile care rezultă sînt de ordinul de mărime al rapoartelor $\frac{R_d}{R}$ și $\frac{R_d}{R_s}$, deci neglijabile. Fiecare factor trebuie calculat ținînd seamă de sarcina echivalentă pe care lucrează etajul respectiv. Dacă se ține seamă de formula dedusă anterior, rezultă:

$$K=\frac{\left(1-\frac{U_1}{U_0}\right)\left(1-\frac{U_2}{U_1}\right)\cdots\left(1-\frac{U_n}{U_{n-1}}\right)}{\left(1+\frac{I_s}{I_n}\right)\left(1+\frac{I_n+I_s}{I_{n-1}}\right)\cdots\left(1+\frac{I_2+I_3+\ldots+I_n+I_s}{I_1}\right)}\,Q_1Q_2\ldots Q_n, \qquad (29)$$

în care:

$I_1, I_2 \ldots I_n$ sînt curenții prin diodele Zener;
$U_0, U_1 \ldots U_{n-1}$ — tensiunile la intrările celor n etaje;
U_n — tensiunea de ieșire;
I_s — curentul de sarcină;
$Q_1, Q_2 \ldots Q_n$ — factorii de calitate ai diodelor.

În ce privește rezistența internă R_i, ea este determinată, practic, numai de ultimul etaj, fiind egală cu rezistența dinamică a ultimei diode Zener.

Calculul stabilizatorului de tensiune cu mai multe etaje este, într-un fel, mai simplu decît al celor cu un etaj, din cauză că primele $n-1$ etaje lucrează, practic, pe sarcini fixe, iar ultimele $n-1$ etaje au tensiunea de intrare, practic, constantă. Variaţia sarcinii influenţează deci numai regimul de funcţionare al ultimului etaj, iar variaţia tensiunii de intrare modifică numai regimul primului etaj.

În schimb, la dimensionarea stabilizatorului cu mai multe etaje apar în plus două probleme : alegerea tensiunilor intermediare $U_1, U_2 \dots U_{n-1}$ şi determinarea valorilor optime ale curenţilor prin diode (care diferă de curenţii optimi ai fiecărui etaj, calculaţi cu formula (16), stabilită anterior).

2.1. Valorile optime ale tensiunilor intermediare

Problema poate fi pusă în modul următor : fiind date tensiunea de intrare U_0 şi tensiunea de ieşire U_n, cum şi curenţii $I_1, I_2 \dots I_n$, I_s şi factorii de calitate $Q_1, Q_2 \dots Q_n$, ce valori trebuie să aibă tensiunile intermediare $U_1, U_2 \dots U_{n-1}$ pentru ca factorul de stabilizare K să fie maxim ?

Trebuie deci determinat maximul produsului :

$$\left(1-\frac{U_1}{U_0}\right)\left(1-\frac{U_2}{U_1}\right)\dots\left(1-\frac{U_n}{U_{n-1}}\right), \tag{30}$$

valorile U_0 şi U_n fiind constante. Este uşor de constatat că pentru aceasta este necesar ca fiecare tensiune intermediară să fie egală cu media geometrică a tensiunilor precedentă şi următoare :

$$U_k = \sqrt{U_{k-1}\,U_{k+1}}\,. \tag{31}$$

Astfel, pentru stabilizatorul cu două etaje tensiunea intermediară optimă este :

$$U_1 = \sqrt{U_0\,U_2}, \tag{32}$$

iar pentru stabilizatorul cu trei etaje tensiunile intermediare optime sînt :

$$\begin{aligned} U_1 &= \sqrt[3]{U_0^2\,U_3}\,; \\ U_2 &= \sqrt[3]{U_0\,U_3^2}\,. \end{aligned} \tag{33}$$

2.2. Valorile optime ale curenţilor prin diodele Zener

Pentru ca factorul de stabilizare K să fie maxim, tensiunile $U_0, U_1 \dots U_n$, curentul I_s şi parametrii diodei a, b fiind constanţi, este necesar ca produsul de 2 n factori :

$$\begin{aligned} &\frac{1}{1+\dfrac{I_2+I_3+\dots I_n+I_s}{I_1}}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{I_3+I_4+\dots I_n+I_s}{I_2}}\dots \\ &\dots\frac{1}{1+\dfrac{I_s}{I_n}}\cdot\frac{1}{m_1^2+I_1}\cdot\frac{1}{m_2^2+I_2}\dots\frac{1}{m_n^2+I_n} \end{aligned} \tag{34}$$

să fie maxim (s-a notat $m_1^2 = \dfrac{b_1}{a_1}$, $m_2^2 = \dfrac{b_2}{a_2} \dots m_n^2 = \dfrac{b_n}{a_n}$; a_k, b_k fiind parametri ai diodei k) în raport cu $I_1, I_2 \dots I_n$.

Dacă se introduc mărimile adimensionale :

$$\begin{aligned} x_k &= \frac{I_k}{I_s}\,; \\ \alpha_k &= \frac{m_k^2}{I_s}\,; \end{aligned} \tag{35}$$

x_k fiind variabile, iar α_k parametri, problema revine la determinarea minimului expresiei :

$$\left(1+\frac{1+x_2+x_3+\dots+x_n}{x_1}\right)\left(1+\frac{1+x_3+x_4+\dots+x_n}{x_2}\right)\dots \left(1+\frac{1}{x_n}\right)(\alpha_1+x_1)(\alpha_2+x_2)\dots(\alpha_n+x_n). \tag{36}$$

Vom rezolva această problemă pentru un caz particular mai simplu.

2.3. Valorile optime ale curenţilor, în cazul stabilizatorului cu două etaje

Pentru $n=2$ (stabilizator cu două etaje), şi presupunînd că diodele au acelaşi factor de calitate ($Q_1 = Q_2$, deci $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$), expresia (36) devine :

$$\left(1+\frac{1+y}{x}\right)\left(1+\frac{1}{y}\right)(\alpha+x)(\alpha+y)$$

sau

$$\left[x+\frac{\alpha}{x}+\alpha+1+y\left(\frac{\alpha}{x}+1\right)\right]\left(y+\frac{\alpha}{y}+\alpha+1\right), \tag{37}$$

în care :

$$x=\frac{I_1}{I_s}\,;\quad y=\frac{I_2}{I_s}\,;\quad \alpha=\frac{m^2}{I_s}\cdot \tag{38}$$

Anulînd derivatele în raport cu x, y ale acestor expresii, rezultă ecuaţiile :

$$\begin{cases} 1-\dfrac{\alpha}{x^2}-\dfrac{\alpha\,y}{x^2}=0 \\ \left(1-\dfrac{\alpha}{y^2}\right)\left(x+\dfrac{\alpha}{x}+\alpha+1+\dfrac{\alpha y}{x}+y\right)+ \\ \quad+\left(\dfrac{\alpha}{x}+1\right)\left(y+\dfrac{\alpha}{y}+\alpha+1\right)=0. \end{cases} \tag{39}$$

Eliminînd pe y, se găseşte ecuaţia de gradul cinci :

$$[(x^2-\alpha)^2-\alpha^3](2x+\alpha)+\alpha^2x^3=0. \tag{40}$$

Rezolvînd numeric această ecuaţie, pentru valori ale parametrului α cuprinse între 0,01 şi 1 s-au determinat valorile x, y, care corespund curenţilor optimi prin diode. În diagrama din

figura 7 sînt reprezentate curbele $x = I_1/I_s$ şi $y = I_2/I_s$, în funcţie de $\sqrt{\alpha} = \frac{m}{\sqrt{I_s}}$; cu ajutorul acestor curbe se pot determina imediat curenţii optimi, cunoscînd curentul de sarcină şi parametrul m al diodelor.

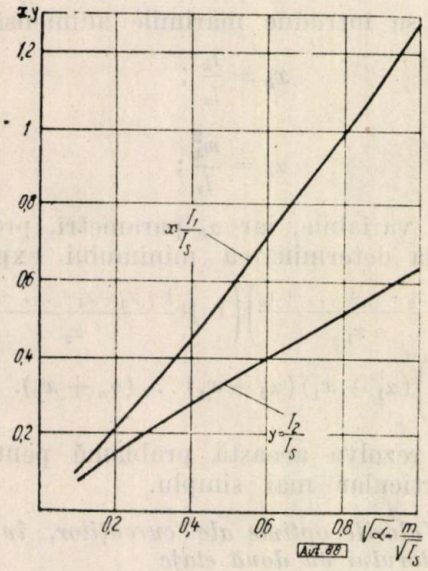


Fig. 7. Curbe pentru determinarea curenţilor optimi la stabilizatorul de tensiune cu două etaje.

Din figura 7 rezultă constatarea interesantă că valoarea optimă a curentului I_2 este mai mică decît cea a curentului I_1 (I_{2opt} este mai mic, iar I_{1opt} este mai mare decît valoarea optimă I_{Dopt}, determinată anterior pentru un singur etaj).

2.4. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu două etaje

La sarcină constantă se determină curenţii optimi în modul arătat, cunoscînd paremetrul $m/\sqrt{I_s}$. Tensiunea de intrare necesară este:

$$U_{0min} = \frac{U_2}{\left[1 - \frac{\sqrt{K\left(1+\frac{I_s}{I_2}\right)\left(1+\frac{I_s+I_2}{I_1}\right)}}{Q}\right]^2}, \qquad (41)$$

unde K este valoarea necesară a factorului de stabilizare, iar Q este factorul de calitate al diodelor.

Tensiunea intermediară U_1 se calculează cu formula (32).

Restul calculului se efectuează separat pentru fiecare etaj, avînd elementele necesare.

La sarcină variabilă calculul se efectuează în acelaşi mod, pornindu-se de la $I_s = I_{smax}$. Se verifică apoi valoarea curentului prin ultima diodă, pentru $I_s = I_{smin}$.

III. Concluzii

Analiza efectuată, deşi bazată pe cîteva aproximaţii, a scos în evidenţă unele probleme care sînt, de obicei, trecute cu vederea la proiectarea stabilizatoarelor cu diode Zener. Chiar dacă în prezent importanţa rezultatelor obţinute în lucrare este diminuată de faptul că parametrii diodelor Zener variază mult de la un exemplar la altul, cum şi de unele împrejurări care nu au fost luate în consideraţie (dependenţa rezistenţei dinamice de viteza variaţiei curentului prin diodă [1], [3] etc.), este de aşteptat, în viitorul apropiat, o perfecţionare considerabilă a tehnologiei acestor diode, ceea ce va ridica şi pretenţiile referitoare la precizia calculului schemelor care folosesc astfel de elemente.

Trebuie menţionat că, în afară de condiţia obţinerii unui factor de stabilizare maxim, considerată în lucrare, pot fi avute în vedere şi alte condiţii de optimizare, ca de exemplu obţinerea unui randament maxim.

BIBLIOGRAFIE

[1] Millea, A. *Proprietăţi şi caracteristici ale diodelor Zener.* In: Metrologia aplicată, vol. **10**, nr. 5, 1963, p. 214.

[2] Millea, A. şi Popescu, R. *Aplicaţii ale diodelor Zener.* In: Metrologia aplicată, vol. **10**, nr. 9, 1963, p. 402.

[3] Dodik, S. D. *Poluprovodnikovie stabilizatorî postoiannovo napriajenia i toka.* Sovetskoe Radio, 1962.

[4] * * * *Silicon Zener diode and rectifier handbook.* Motorola, 1959.

[5] Chandler, J. A. *The characteristics and applications of Zener (voltage reference) diodes.* In: Electronic Engineering, vol. **32**, nr. 384, 1960, p. 78.

[6] Caravel, A. *Stabilisateurs passifs de tension ou de courant en pont.* In: Journal de Physique et le Radium, suppl. Physique appliquée, vol. **21**, 1960, p. 187 A.

Ing. S. FLOREA, Ing. I. DUMITRACHE, Ing. V. GĂBURICI

Elemente pneumatice folosite în tehnica calculului analogic și numeric

Alături de dispozitivele de automatizare hidraulice, electrice, electronice, dispozitivele pneumatice găsesc o utilizare din ce în ce mai largă în automatizarea și telemecanizarea proceselor de producție. În automatizarea unor procese industriale acestea sînt de neînlocuit, ca urmare a avantajelor pe care le prezintă din punctul de vedere al siguranței și al preciziei transmiterii comenzilor. Dispozitivele pneumatice au cunoscut pînă în zilele noastre o întreagă evoluție, perfecționîndu-se continuu sub aspect funcțional, constructiv și evident calitativ. Astfel, principiul compensării deplasărilor mecanice care a stat la baza construcției regulatoarelor pneumatice este înlocuit cu un nou principiu calitativ superior, principiul de compensare a forțelor.

În construcția regulatoarelor actuale la care se folosesc semnale de presiune unificate, de 0,2 — 1,3 kgf/cm², realizate pe principiile arătate, sînt folosite elemente tipizate ca: membrane elastice, ajutaje, drosele, camere de acumulare, clapete. Pe baza acestora s-au realizat regulatoarele unificate PI sau PID cu gabarite mici și performanțe superioare comparabile cu ale celor electronice. Asemenea regulatoare au fost construite în multe țări, dintre care se menționează: regulatorul AUS în U.R.S.S., regulatorul Metrimpex în R.P.U., ZPA în R.S.C., regulatorul Honeyewll-Tell o Set în S.U.A. etc.

Perfecționarea elementelor și dispozitivelor de automatizare pneumatice a condus la crearea unor instalații de calcul analogic și numeric, folosind ca elemente de bază elementele utilizate în constucția regulatoarelor.

În construcția instalațiilor de calcul pneumatice nu există încă un semnal unificat, ca în cazul regulatoarelor, și valoarea semnalelor de presiune utilizate este diferită. Cele mai des întîlnite semnale de presiune au valori sub 100 mm col. apă.

În lucrarea de față se vor prezenta principalele elemente și instalații pneumatice realizate în tehnica calculului analogic și numeric și perspectivele acestui nou domeniu al automaticii.

1. Elemente pneumatice pentru calculul analogic

O posibilitate pentru a realiza operațiile matematice fundamentale constă în folosirea elementelor pneumatice cu membrană și ajutaj-clapetă [1,2].

În figura 1 este reprezentat un element care realizează operația de adunare algebrică.

Dacă pe suprafața membranei m se aplică semnale de presiune pînă la 120 mm col.apă, orientate în modul dorit (în fig. 1 sînt în același sens pentru adunare), la ieșirea elementului se va obține un semnal P_e care reprezintă suma algebrică a semnalelor aplicate.

Prin mărirea numărului de membrane se pot aduna algebric mai multe mărimi.

Operația de înmulțire cu o constantă se poate realiza cu un bloc ca cel reprezentat în figura 2.

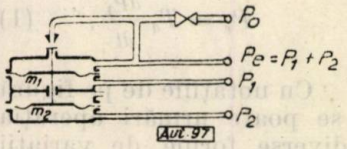


Fig. 1. Bloc de adunare algebrică.

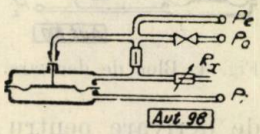


Fig. 2. Bloc de înmulțire cu o constantă.

Din figură se observă că semnalul de la ieșire P_e^* este proporțional cu valoarea mărimii de intare P_i. Valoarea constantei de proporționalitate poate fi modificată cu ajutorul rezistenței R_x.

Blocul din figura 3 realizează operația:

$$P_e = \frac{P_1 P_2}{P_3}.$$

Acest lucru se poate obține printr-o alegere corespunzătoare a droselelor constante α_1, α_2 și a droselelor variabile α_{x1} și α_{x2} [14].

Din funcționarea blocului se constată limitarea valorii presiunii P_1 la valori mai mici decît ale presiunii P_3, iar semnalul de ieșire P_e este totdeuna mai mic sau cel mult egal cu P_2. Prin adăugarea unor elemente suplimentare la blocul din figura 3, care să realizeze

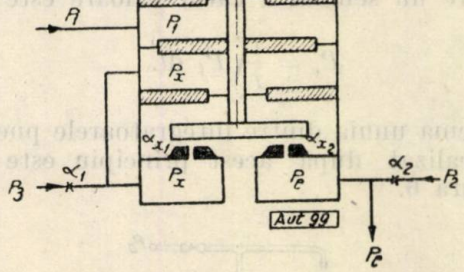


Fig. 3. Bloc care realizează înmulțirea a două variabile și împărțirea cu o a treia.

egalitatea $P_e = P_3$, se obține la ieșirea lui un semnal dat de relația: $P_e = \sqrt{P_1 \cdot P_2}$.

---

* Pentru diversele presiuni care intervin se vor nota: P_0 — sursă de la energie (alimentare); P_i — presiunea semnalului de la intrare; P_e — presiunea semnalului de ieșire; P_c — presiunea semnalului de comandă.

În literatură se întîlnesc şi alte blocuri pentru efectuarea operaţiilor date mai sus ca de exemplu cel realizat de firma Simens-Galske [12] sau de firma Sanvic [13], la construcţia cărora s-au utilizat silfoane, elemente aperiodice şi elemente de tipul ajutaj-clapetă.

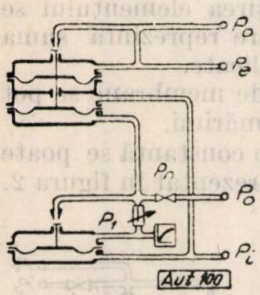


Fig. 4. Bloc de derivare.

În figura 4 se prezintă un bloc de derivare, la ieşirea căruia se obţine un semnal proporţional cu derivata mărimii de la intrare :

$$P_e = T_d \frac{dP_1}{dt}. \qquad (1)$$

Cu notaţiile de pe figură se poate urmări operaţia de derivare pentru diverse forme de variaţii ale mărimii de la intrare (treapta, rampă etc.) cunoscînd că ecuaţia diferenţială a elementelor de acumulare cu rezistenţa variabilă R (element aperiodic) este :

$$T \frac{dP_1}{dt} + P_1 = P_n. \qquad (2)$$

Pentru operaţia de integrare se poate construi un integrator după schema funcţională din figura 5.

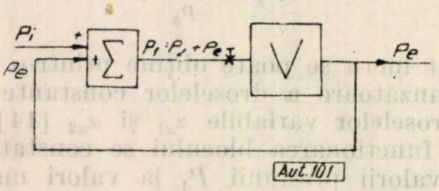


Fig. 5. Schema funcţională a unui integrator.

Elementul aperiodic, reprezentat simbolic ca în anexa 1, avînd ecuaţia (2) şi aplicîndu-i la intrare semnalul $P_1 = P_i + P_e$, transmite la ieşire un semnal a cărui valoare este :

$$P_e = \frac{1}{T}\int P_i \, dt. \qquad (3)$$

Schema unuia dintre integratoarele pneumatice realizat după acest principiu este dată în figura 6.

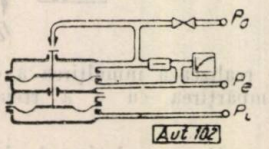


Fig. 6. Integrator pneumatic.

Cu ajutorul elementelor şi blocurilor prezentate mai sus, se pot realiza tansformatoare funcţionale şi blocuri de întîrziere necesare pentru modelarea neliniară.

În construcţia calculatoarelor analogice pneumatice pentru operaţii liniare şi neliniare realizate în tehnica mondială s-au folosit, printre altele, elementele şi blocurile descrise [2—4]. Un asemenea calculator construit în R.D.G. se află şi în laboratorul de automatizări al Institutului politehnic-Bucureşti.

2. Operaţiile logice care folosesc elemente pneumatice cu piese în mişcare

La baza efectuării operaţiilor de logică matematică cu asemenea elemente stau releele pneumatice ale căror scheme sînt redate în figurile 7 a şi 8 a.

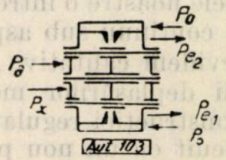


Fig. 7 a. Releu pneumatic cu piese în mişcare.

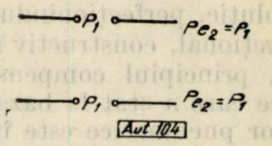


Fig. 7 b. Reprezentarea schematică a funcţiilor realizate cu ajutorul releului pneumatic din figura 7 a.

Funcţionarea releului este simplă şi poate fi urmărită cu ajutorul tabelei 1, în care cu 1 şi

Tabela 1

P_x	0	1
P_a	const.	const.
$P_{e1} = P_x$	0	1
$P_{e2} = \overline{P}_x$	1	0

0 s-a notat prezenţa, repsectiv absenţa, semanlului de presiune, la intrarea şi ieşirea releului.

Presiunea P_a care trebuie să fie constantă se recomandă să fie simbolic 0,5, considerînd $P_x = 1$.

Se constată că funcţia la ieşire este determinată de P_x. La ieşire putem obţine valoarea

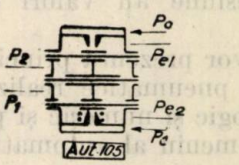


Fig. 8 a. Releu pneumatic cu piese de mişcare.

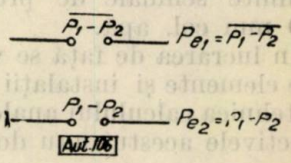


Fig. 8 b. Reprezentarea schematică a funcţiilor realizate cu ajutorul releului pneumatic din figura 8 a.

P_x sau $\overline{P}_x$, funcţie de locul de unde se culege semnalul P_{e1} sau P_{e2}.

Simbolic, aceste funcţii realizate cu relee pneumatice sînt date în figura 7 b.

În figura 8 a se prezintă schema unui releu la care funcţia de la ieşire este determinată de valoarea forţelor dezvoltate pe suprafaţa mem-

branei de cele două presiuni (P_1 și P_2) și de forța resortului.

În figura 8 b se dau simbolurile acestor funcții, și în tabela 2 se dă funcționarea releului pentru cele două cazuri.

Tabela 2

P_1	0	1	0	1
P_2	0	0	1	1
$P_{e1} = \overline{P_1 - P_2}$	1	0	1	0
$P_{e2} = P_1 - P_2$	0	1	0	1

Folosind simbolurile din anexa 1 și elementele prezentate mai sus se pot realiza scheme care să permită obținerea unui număr însemnat de funcții logice simple și complexe.

În continuare se vor prezenta scheme pentru obținerea funcțiilor logice fundamentale și complexe cu elemente pneumatice cu piese în mișcare.

a) *Funcția ȘI*

Funcția logică *ȘI*, care folosește relee de tipul celui prezentat în figura 7 a, se poate obține cu o schemă ca aceea indicată în figura 9.

Semnalul de ieșire va fi 1 numai în cazul în care toate releele vor avea la ieșire semnal 1.

Simbolurile pentru operațiile logice cu elemente pneumatice se propune a fi identice celor

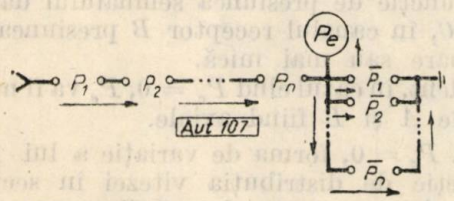


Fig. 9. Schema funcției logice ȘI cu relee pneumatice.

folosite la realizarea schemelor logice cu elemente electronice.

b) *Funcția SAU*

Pentru realizarea acestei funcții logice cu relee pneumatice se poate folosi schema dată în figura 10.

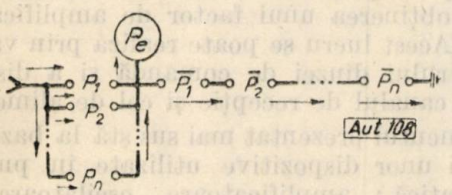


Fig. 10. Schema funcției logice SAU cu relee pneumatice.

Dacă la unul sau la mai multe relee există semnal la ieșire, funcția logică va avea valoarea 1.

c) *Echivalența*

Aceste operații se realizează cu relee de tipul celor prezentate în figura 8 a, conform schemei 11.

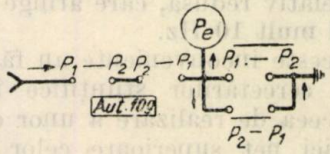


Fig. 11. Schema funcției de echivalență.

Schema realizează operația de echivalanță conform tabelei 3 :

Tabela 3

P_1	0	1	0	1
P_2	0	0	1	1
$P_e = P_1 \sim P_2$	1	0	0	1

d) *Incompatibilitatea*

Incompatibilitatea sau negarea funcției ȘI se obține cu ajutorul schemei date în figura 12,

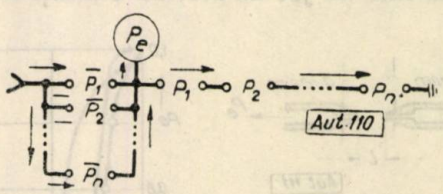


Fig. 12. Schema funcției de incompatibilitate.

în care se întrebuințează releele prezentate în figura 8 a.

e) Prin legarea în paralel a elementelor de negare se obține, după cum se vede, legătura lui Scheffer. Funcția obținută la ieșire $P_e = \overline{P_1 \wedge P_2 \wedge \ldots \wedge P_n}$ reprezintă legătura lui Scheffer, descrisă în tabela 4 :

Tabela 4

P_1	0	1	0	1
P_2	1	0	0	1
$P_e = \overline{P_1 \wedge P_2 \wedge \cdot \wedge P_n}$	1	1	1	0

Desigur, exemplele în care sînt folosite aceste elemente simple pneumatice sînt nenumărate. Combinarea acestor blocuri și elemente permite obținerea unor dispozitive complexe de calcul cu acționare discontinuă.

Pe lîngă avantajele pe care le au aceste elemente pentru calculul analogic și numeric ele prezintă totuși o serie de inconveniente care limitează folosirea lor în anumite procese.

Aceste elemente, din punct de vedere constructiv, sînt ancombrante şi greoaie. Membranele elastice îşi păstrează sensibilitatea un timp relativ scurt, prezentînd cu timpul fenomenul de îmbătrînire. Un alt dezavantaj este şi viteza de lucru relativ redusă, care atinge o frecvenţă pînă la cel mult 10 Hz.

Toate aceste inconveniente au făcut posibilă orientarea cercetărilor ştiinţifice într-o nouă direcţie, aceea de realizare a unor elemente cu caracteristici net superioare celor prezentate.

3. Elemente pneumatice fără piese în mişcare

Încă de la primul Congres I.F.A.C. din 1960 se anunţa, prin cuvîntul acad. prof. Trapeznikov, o revoluţie tehnico-ştiinţifică în domeniul elementelor pneumatice. Într-un viitor nu prea îndepărtat se vor găsi la îndemînă pentru cercetarea ştiinţifică şi pentru conducerea proceselor de producţie maşini de calcul numerice pneumatice, cu performanţe comparabile cu ale celor electronice.

În ultimul timp au căpătat o largă dezvoltare noi principii de realizare a elementelor pneumatice, bazate pe interacţiunea aerodinamică a jeturilor de aer sau pe mişcarea corpurilor suspendate într-un jet de aer, cu calităţi mult superioare elementelor pneumatice bazate pe principii de compensare a forţelor.

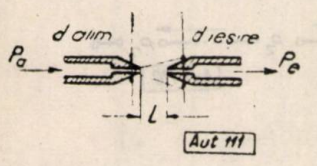


Fig. 13 a. Element pneumatic cu jet cu două diuze.

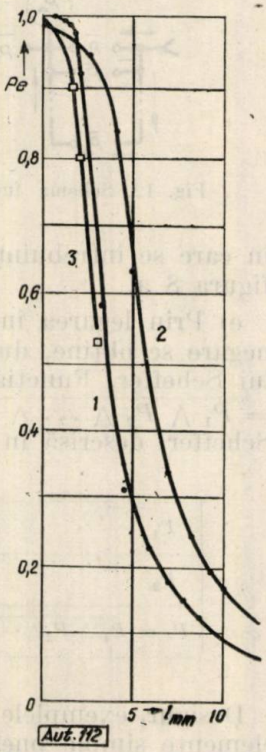


Fig. 13 b. Caracteristicile statice ale elementului cu două diuze:
1 – d_a = 0,4 mm, d_e = 0,27mm;
2 – d_a = 0,8 mm, d_e = 0,27 mm;
3 – diuză de secţiune dreptunghiulară 0,5 × 0,45 mm.

Elementele pneumatice bazate pe interacţiunea curenţilor de aer pot lucra cu presiuni mult reduse 0—500 mm col. apă, avînd o frecvenţă de lucru de sute de Hz şi chiar kHz. Ele sînt miniaturizate, putînd fi realizate pe principiul schemelor imprimate. Varietatea acestor elemente este limitată, obţinerea diverselor operaţii analogice sau numerice putîndu-se face prin mărirea sau micşorarea numărului de elemente tip din schemele de comandă.

Principiul de funcţionare al acestor elemente poate fi asemănat cu acela al triodelor, însă spre deosebire de acestea ele sînt mult mai simple, putîndu-se realiza prin imprimare.

Studiul elementelor pneumatice cu jet a început cu cele mai simple, formate din două şi trei diuze. În figura 13 a este reprezentat elementul realizat din două canale, unul de alimentare şi celălalt de recepţie [5].

Ca semnale de lucru se folosesc fluide cum ar fi aer, heliu etc. Alegerea fluidului de lucru se face funcţie de performanţele ce trebuie obţinute.

Din analizarea caracteristicilor statice (fig. 13 b) ale acestui element reiese că pentru o anumită presiune de alimentare P_0, presiunea la ieşire variază în funcţie de distanţa dintre canale şi diametrul canalelor. Creşterea diametrului canalului de alimentare conduce la micşorarea pantei iniţiale a caracteristicii.

Schema cea mai simplă a unui element cu trei diuze [5], alimentare, recepţie şi comandă, este redată în figura 14 a.

Principiul de lucru al acestui element este următorul:

În funcţie de presiunea semnalului dat prin diuza C, în canalul receptor B presiunea va fi mai mare sau mai mică.

Evident, în cazul cînd $P_c = 0$, P_e va fi maxim, canalele A şi B fiind axiale.

Cînd $P_c = 0$, forma de variaţie a lui P_e va fi funcţie de distribuţia vitezei în secţiunea jetului A în care este plasată diuza receptoare.

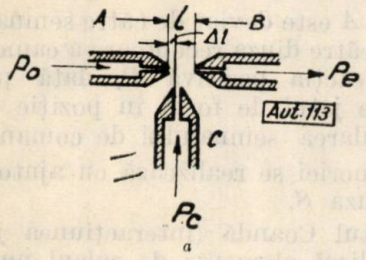
Semnalul de ieşire (P_e) se va modifica funcţie de presiunea de comandă (fig. 14 b) după relaţia $P_e = P_a - KP_c$ funcţie de distanţa diuzei de comandă faţă de aceea de alimentare (fig. 14 c), funcţie de distanţa dintre canalul de alimentare şi cel de recepţie şi de diametrul diuzei de comandă (fig. 14 b şi fig. 14 c).

În general se urmăreşte ca panta caracteristicii $P_e = f(P_c)$ să fie cît mai mare, permiţînd astfel obţinerea unui factor de amplificare ridicat. Acest lucru se poate realiza prin variaţia diametrului diuzei de comandă şi a distanţei dintre canalul de recepţie şi cel de alimentare.

Elementul prezentat mai sus stă la baza construirii unor dispozitive utilizate în pneumoautomatică: amplificatoare, oscilatoare, dispozitive de memorie etc.

În figura 15 se prezintă schema principială a unui amplificator. Prin canalul *1* se introduce fluid cu nivel energetic ridicat (presiune mare), prin canalele *2* şi *3* semnalele de nivel energetic

coborît (presiuni mici). Jetul *1* deviază sub acțiunea jeturilor *2* și *3*, fie spre canalul *4*, fie spre canalul 5.

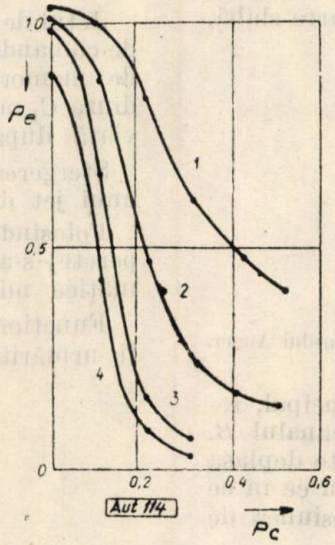


a

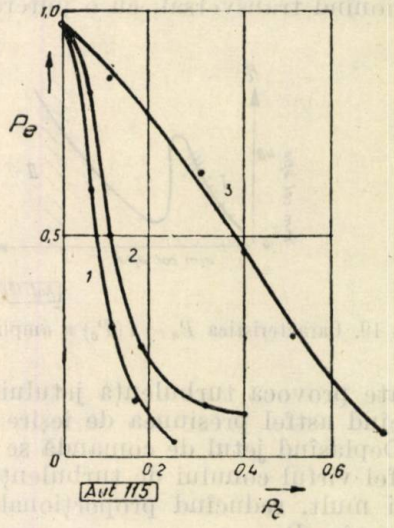
Fig. 14 a. Element pneumatic cu jet cu trei diuze.

Fig. 14 b. Caracteristica $P_e = f(P_c)$ la elementul cu trei diuze pentru diverse valori ale lui P_a:
$d_a = d_e = 0{,}4$ mm, $d_c = 0{,}8$ mm;
$1 - l = 0{,}5$ mm; $2 - l = 0{,}8$ mm;
$3 - l = 1{,}0$ mm; $4 - l = 1{,}2$ mm.

Fig. 14 c. Caracteristica $P_e = f(P_c)$ la elementul cu trei diuze pentru diverse valori ale lui d_c.



b



c

Pe acest principiu s-a construit în S.U.A. amplificatorul D.O.F.L. prin imprimare (fig. 16) [6, 7].

La baza funcționării acestui amplificator stă fenomenul de desprindere a stratului limită.

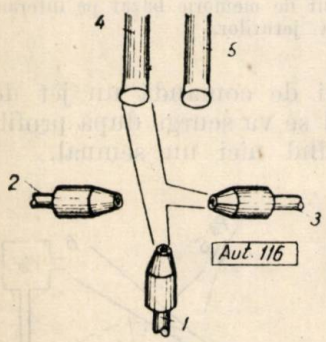


Fig. 15. Schema principială a unui amplificator cu diuze rotunde.

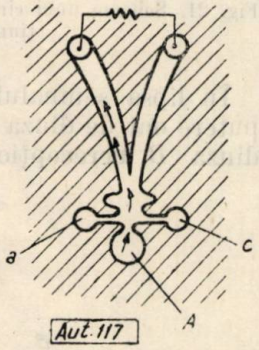


Fig. 16. Schema amplificatorului D. O. F. L.

Un perete în apropierea unui jet de aer produce antrenarea acestuia, creînd astfel o depresiune; ca urmare a acestui fenomen jetul va devia spre zona de depresiune maximă și se va stabili într-o poziție de contact cu una dintre suprafețe.

Se poate suprima efectul de perete aducînd aerul printr-o conductă de comandă în spațiul dintre jet și perete, unde există o depresiune.

Aplicînd alternativ semnale de comandă în camerele *a* și *c*, jetul de forță va alimenta succesiv cele două canale de ieșire. În felul acesta se pot obține, în funcție de frecvența de aplicare a semnalelor de comandă, cîteva sute de inversiuni pe secundă.

Amplificatorul D.O.F.L. utilizează un jet de forță cu scurgere turbulentă, transmis dintr-un orificiu *A* avînd lățimea de $2{,}5 \div 0{,}25$ mm și presiunea de comandă variind de la cîteva zecimi de mm col. apă la cîțiva mm col. apă.

Acest amplificator poate fi construit cu reacție pozitivă sau negativă (fig. 17 a și 17 b), [9, 10], realizată cu ajutorul unor canale prin care presiunea de ieșire se adună cu presiunea de comandă sau se scade.

Un alt tip de amplificator este cel construit de R.N. Auger [8], funcționînd cu scurgere laminară între două orificii *A* și *B* (fig. 18).

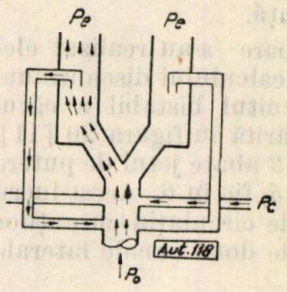


Fig. 17 a. Amplificator cu reacție negativă.

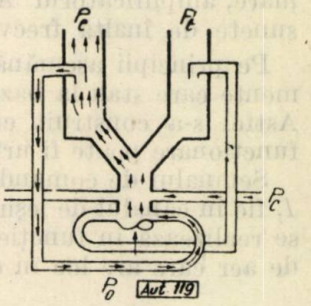


Fig. 17 b. Amplificator cu reacție pozitivă.

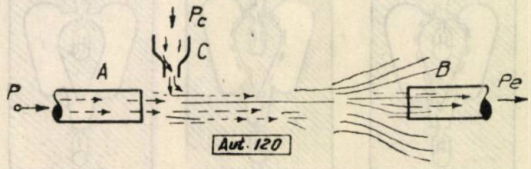


Fig. 18. Amplificatorul Auger.

El utilizează un tub lung *A*, cu un diametru de 0,762 mm, prin care se scurge un jet de aer cu o presiune mai mică decît 100 mm col. apă, dintr-un tub situat la 25,4 mm față de primul, avînd același diametru și un tub de comandă *C*.

Valoarea presiunii de alimentare este aleasă în jurul aceleia care produce scurgerea turbulentă.

În aceste condiţii, un jet de aer de comandă acţionînd transversal, cu o putere foarte slabă,

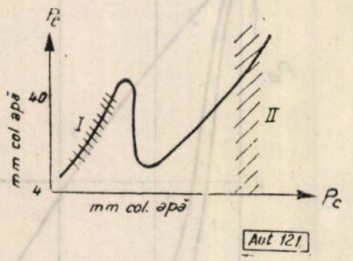


Fig. 19. Caracteristica $P_e = f(P_c)$ a amplificatorului Auger.

poate provoca turbulenţa jetului principal, reducînd astfel presiunea de ieşire în canalul *B*.

Deplasînd jetul de comandă se poate deplasa astfel vîrful conului de turbulenţă din ce în ce mai mult, reducînd proporţional presiunea de ieşire în *B*.

În figura 19 este dată dependenţa dintre presiunea de ieşire şi aceea de alimentare.

Funcţionarea amplificatorului Auger se situează în zona I laminară a curbei, iar zona a II-a este utilizată de amplificatorul D.O.F.L.

Amplificatorul Auger foloseşte presiuni de alimentare între 37 şi 75 mm col. apă, la ieşire recepţionîndu-se aproape jumătate din presiunea de alimentare. Presiunea de comandă este de 0,58÷1,2 mm col. apă.

Ajustat pentru coeficientul de amplificare mare, amplificatorul Auger devine sensibil la sunete de înaltă frecvenţă.

Pe principii asemănătoare s-au realizat elemente care stau la baza calculului discontinuu. Astfel s-a construit circuitul bistabil a cărui funcţionare poate fi urmărită în figura 20 [11].

Semnalul de comandă *2* abate jetul de putere *1*, fie în canalul de ieşire *5*, fie în *6*. Acest lucru se realizează în funcţie de circulaţia curenţilor de aer care are loc în cele două canale laterale

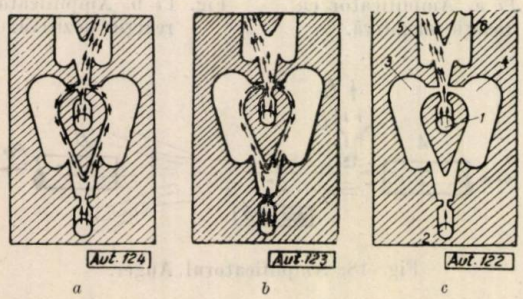


Fig. 20. Circuitul bistabil.

3 şi *4*, circulaţie care apare datorită depresiunilor pe care le creează jetul de putere în momentul devierii.

Elementele a căror funcţionare este bazată pe interacţiunea curenţilor de aer pot fi folosite şi la realizarea unor scheme de memorie. O asemenea schemă este dată în figura 21.

Jetul de forţă *A* este deviat de către semnalul de comandă P_c către diuza receptoare a camerei de memorie. Reacţia pozitivă P_r dată prin diuza C_1 menţine jetul de forţă în poziţie deviată după anularea semnalului de comandă.

Ştergerea memoriei se realizează cu ajutorul unui jet din diuza *S*.

Folosind efectul Coandă (interacţiunea jet-perete) s-au realizat elemente de calcul pneumatice miniaturizate, cu profil [15].

Funcţionarea unui asemenea element poate fi urmărită în figura 22.

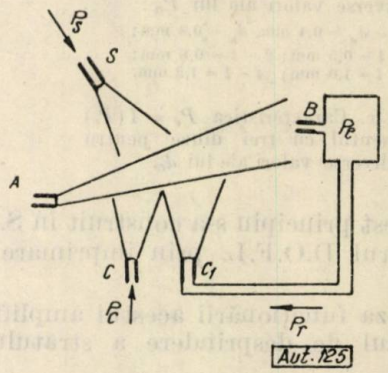


Fig. 21. Schema unui circuit de memorie bazat pe interacţiunea jeturilor.

În lipsa semnalului de comandă un jet de putere dat de diuza *A* se va scurge după profil, diuza *B* nerecepţionînd nici un semnal.

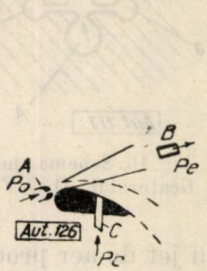


Fig. 22. Element de calcul pneumatic cu profil funcţionînd pe baza efectului Coandă.

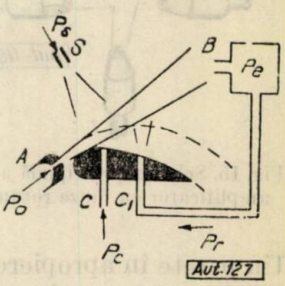


Fig. 23. Schema unui circuit de memorie realizat cu ajutorul unui element cu profil.

Un semnal de comandă P_c aplicat în diuza *C* desprinde jetul de pe profil, orientîndu-l spre diuza receptoare *B*.

Din funcţionare se constată că acest element are o caracteristică de tip releu, lucru care indică utilizarea lui în tehnica calculului numeric.

Memorarea semnalelor pneumatice realizată cu ajutorul acestor elemente se obţine utilizînd o schemă dată în figura 23.

Funcționarea este asemănătoare cu aceea a schemei dată în figura 21 pentru memoria realizată pe baza interacțiunii jeturilor.

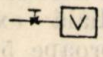
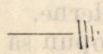
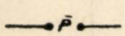
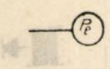
Elementele prezentate mai sus permit realizarea unor dispozitive care să efectueze operația de logică matematică, de la funcțiile cele mai simple pînă la funcții complexe, dispozitive care stau la baza construcției mașinilor de calcul pneumatice numerice.

Pe baza datelor din literatură se constată că, dat fiind avantajele multiple pe care le prezintă aceste elemente din punct de vedere tehnic și economic, cunosc o dezvoltare din ce în ce mai mare în automatizarea și controlul proceselor de producție.

Acest lucru a făcut ca la Catedra de automatică a I. P. B. să se studieze asemenea elemente, iar autorii acestui articol vor publica într-un număr viitor al revistei rezultatele experimentale asupra unor elemente de calcul miniaturizate, bazate pe interacțiunea directă a jeturilor de aer.

ANEXA 1

Simbolurile unor elemente pneumatice

	element aperiodic cu întîrziere variabilă ;
	conducta de alimentare a elementelor ;
	conducta de legătură cu atmosfera ;
	drosel nereglabil ;
	drosel reglabil ;
	contact pneumatic deschis ;
	contact pneumatic închis ;
	element de recepție a semnalelor de ieșire ;
	element de calcul pneumatic realizat pe baza interacțiunii jetului de aer.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ferner, V. *Neue pneumatische bzw. hydraulische Elemente.* In : Die Technik, iunie 1954.

[2] Ferner, V. Regelungstechnik.

[3] Ivlicev, I. și E. Nadjafov. *Universalnoe pneumaticeskoe mnojitelno delitelnoe ustroistvo i ustroistvo dlia izvlecenia Kvadratnogo Kornia.* In : Automatika i telemehanika, t. **XIX**, nr. 11, 1959.

[4] Lanin, I. D. *Malogabaritnaia pnevmaticeskaia vîcislitelnaia mașina neprerîvnogo deistvia i blok zapazdîvania.* Vaprosi pnevmo u ghidroavtomatiki. 1960.

[5] Semikova, A. I. *Eksperimentalnîe isslodovania harakteristik struinîh elementov pnevmoavtomatiki.* Vaprosî pnevma i ghidroavtomatiki. 1960.

[6] Pay — *Pneumatic Logic. Process.* In : Control and Automation, nr. 11, 1961.

[7] The Fluid Triode. *Machine Design.* t. **32**, nr. 6, 1960.

[8] Raoul Molle. *Des transducteurs pneumatiques a l'optimalisation des processus industriels.* Automatisme. t. **VIII**, nr. 9, sept. 1963.

[9] Fluid. Computing. *Elements Open New Doors in Control.* In : Control Enginnering, nr. 5, 1960.

[10] Bowles. *Miniaturized fluid Control subsystems make moving mechanical parts passe.* In : S.A.E. Journal, oct. 1961.

[11] Berzoveț, G. T., Tatarko, I. V. *Pnevmaticeskaia struinaia șarikovaia tehnika za rubejom.* In : Automatica i telemehanika, nr. 3. 1963.

[12] Pavlik, E. *Ein pneumatisches Mulliplizier gerät für Regelungen in der Verfahrenstechnik.* In : Regelungstechnik, H. **II**, 1958.

[13] I. E. A. Review Instrument Practice, nr. 6, iunie 1958.

[14] Ivlicev, I. și Nadjafov, E. M. *Vaprosî postroenia pnevmaticeskih scetonoreșaiușcih ustroistv. Vaprosî pnevmo i ghidro-avtomatiki.* In : Izdalstvo A.N., 1960.

LEFORDITVA

Ing. A. PREDOI și ing. M. HUHULESCU

Aparatura electrică pentru instalații de automatizare, realizată în serii unitare

În industria electrotehnică din țara noastră s-a realizat în ultimul timp o numeroasă aparatură electrică de joasă tensiune, sub forma unor serii unitare de elemente, destinată sistemelor de comenzi electrice din schemele de automatizare.

Aceste elemente sînt în aceeași măsură utile și comenzilor mecanice, pneumatice, hidraulice sau combinate. Este cunoscut faptul că și comenzile pneumatice și hidraulice necesită introducerea unor elemente cum sînt electromegneții de acționare care, la rîndul lor sînt comandați prin contactoare, relee intermediare, limitatoare de cursă sau microîntreruptoare.

Din punctul de vedere al funcțiunii pe care o au în cadrul schemelor de automatizare, elementele electrotehnice se pot clasifica, conform tabelei 1, astfel :

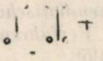
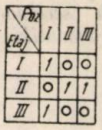
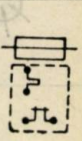
— elemente de inițiere sau de programare ;
— elemente intermediare sau de prelucrare ;
— elemente de execuție sau de acționare ;
— elemente auxiliare.

În ce privește elementele electrotehnice, cu variată și largă întrebuințare în schemele electrice de comandă și acționare a mașinilor-unelte, a liniilor de transfer și a liniilor tehnologice din diferite industrii (chimică, minieră, ciment, prelucrarea lemnului, bunurilor de consum etc.), în tehnica mondială există aproximativ 1 200 de tipuri în aproape 5 000 de variante, care diferă de la o firmă la alta, iar în țara noastră sînt asimilate pînă acum circa 150 tipuri în peste 300 de variante. Soluțiile constructive adoptate la realizarea acestor tipuri și performanțele electrice și mecanice obținute sînt la nivelul tehnicii moderne.

În cele ce urmează, autorii își propun să prezinte o bună parte dintre realizările aparaturii de joasă tensiune din acest domeniu, prezentarea fiind făcută în ordinea care rezultă din tabela 1.

Tabela 1

Elementele schemelor de automatizare comandă și reglare

1 Elemente de inițiere (programare)		2 Elemente de prelucrare (intermediare)		3 Elemente de execuție (acționare)		4 Elemente auxiliare	
Denumire 5	Simbol 6	Denumire 5	Simbol 6	Denumire 5	Simbol 6	Denumire 5	Simbol 6
7 Butoane de comandă		12. releu intermediar și contactor cu 1 cnd + 1 cni		14 electromagneți de acționare		15 semnalizare (optic acustic)	
8 Manipulatoare		13 releu de temporizare				16 alimentare transformator redresor	
9 Întreruptoare și comutatoare cu came						17. protecție siguranțe fuzibile releu termic	
10 Controlere de comandă						18. clemă de șir cuplă cu *n* contacte	
11. Limitatori de cursă și microîntreruptoare							

Elementele de iniţiere sau programare

În cadrul acestei grupe de elemente se menţionează ;

— butoanele de comandă ;
— manipulatoarele de direcţie ;
— întreruptoarele şi comutatoarele-pachet cu came ;
— microîntreruptoare ;
— limitatoarele de cursă ;
— controlerele-program, cu comandă manuală sau cu servomecanisme.

Subgrupa butoanelor de comandă

Realizată într-o gamă numeroasă de tipodimensiuni destinate comenzilor manuale sau diferitelor sisteme de programare şi blocare, butoanele de comandă sînt construite astfel încît să permită montajul pe panouri şi pupitre (fixe sau mobile — suspendate).

La baza construcţiei butoanelor a stat principiul utilizării de repere şi subansambluri unitare : blocul (caseta) cu contacte, caseta butonului, contactele fixe şi mobile, elementele casetei contactelor.

Cu aceste elemente unitare s-a creat posibilitatea realizării unor butoane de comandă cu număr cît mai mare de contacte ND* şi NI**. Astfel, tipul cel mai simplu cuprinde patru contacte : două ND şi două NI, ajungîndu-se la tipuri cu opt contacte : patru ND şi patru NI.

Urmărind realizarea unei construcţii compacte, cu gabarit redus, şi ţinînd seamă că ele lucrează în circuite de comandă, butoanele au caracteristici electrice nominale de 2 A şi 380V, ceea ce satisface marea majoritate a regimurilor normale de funcţionare şi pot, în acelaşi timp, să fie utilizate ca piese de schimb la întreţinerea instalaţiilor electrice importate o dată cu anumite agregate sau maşini.

Tipovariantele realizate sînt prezentate în figura 1.

În scopul cumulării funcţiilor de comandă şi semnalizare şi pentru restrîngerea numărului de semnalizări, cum şi a gabaritelor panourilor şi pupitrelor de comandă, a fost realizat în cadrul seriei unitare butonul de comandă cu lampa inclusă ; la acest buton, pentru prevenirea pericolului de electrocutare, s-a prevăzut alimentarea becului la o tensiune de 24 V.

În cadrul aceleiaşi grupe sînt cuprinse şi butoanele din varianta cu cheie yalle şi butonul selector, cu ajutorul cărora se creează posibilitatea de selectare şi blocare a unor comenzi.

Performanţele privitoare la uzura electrică a acestor elemente sînt următoarele : 1 000 000 de manevre sub sarcina de 2 A, cos $\varphi = 1$ sau 1 A, cos $\varphi = 0{,}2$ la 380 V curent alternativ ; 0,2 A pentru $L/R = 0{,}005$ la 220 V curent continuu. Aceste performanţe sînt similare cu cele ale aparatelor străine de acest tip.

Subgrupa manipulatoarelor de direcţie

Avînd funcţii similare cu cele ale butoanelor de comandă, manipulatoarele de direcţie au totuşi un prim avantaj, faţă de acestea, prin

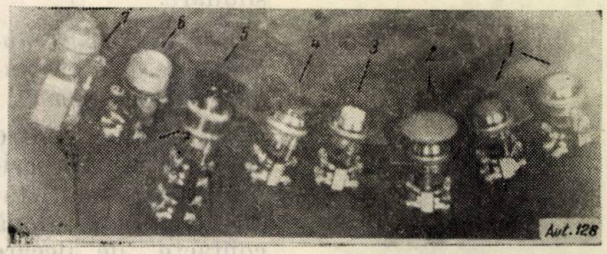


Fig. 1. Seria unitară de butoane de comandă :
1 — buton de comandă simplu ; *2* — buton-ciupercă ; *3* — buton cu reţinere ; *4* — buton cu pipă ; *5* — buton-ciupercă cu reţinere ; *6* — buton de comandă cu lampă închisă ; *7* — lampă de semnalizare cu transformator inclus.

aceea că sensul de manevrare a manetei lor se poate asocia sensului de mişcare a organelor mobile aflate pe maşinile-unelte, maşinile agregat sau liniile tehnologice. Acest avantaj înlesneşte munca şi reduce efortul intelectual al operatorului din instalaţiile pe care le deserveşte.

De asemenea, în cele mai multe situaţii, un singur manipulator de direcţii poate cumula funcţia mai multor butoane de comandă, adică al numărului egal cu numărul direcţiilor. De exemplu, un manipulator cu patru direcţii poate înlocui patru butoane de comandă simple.

Este uşor de înţeles că în acest caz se reduce suprafaţa de montaj a panoului sau a pupitrului, şi gabaritul. Şi în acest caz cel mai important avantaj este tot cel indicat anterior. Faţă de aceste avantaje se menţionează şi faptul că, reducîndu-se suprafaţa de montaj, se reduce şi cîmpul optic, deci şi efortul vizual.

Se precizează că în această grupă sînt cuprinse două construcţii distincte :

— o construcţie care derivă din butonul cu cheie yalle şi butonul selector, avînd aceleaşi posibilităţi de montare ca ale acestora ; caracteristic, pentru această tipoconstrucţie, este faptul că poate oferi trei tipovariante, şi anume : cu poziţii reţinute, cu revenire în momentul încetării comenzii manuale şi cu acţionare în orice direcţie şi revenire după încetarea manevrei (manipulatorul de avarie) ;

— o a doua construcţie este diferită esenţial de prima, atît prin robusteţea mecanică, cît şi prin cea electrică.

Montajul ambelor variante se poate face pe panouri, pupitre de comandă sau pe batiul maşinii.

* Normal deschise
** Normal închise

Caracteristicile nominale electrice ale manipulatoarelor de direcţie sînt similare cu cele ale butoanelor de comandă. Figurile 2 şi 3 ilustrează cele două construcţii.

Se precizează că performanţele acestor aparate sînt la nivelul tipurilor străine similare.

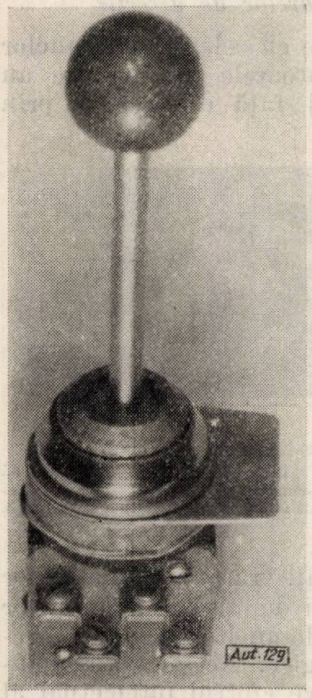


Fig. 2. Manipulator de avarie.

Subgrupa întreruptoarelor şi a comutatoarelor cu camă

Realizate într-o construcţie cu posibilităţi de multietajare, cu cîte două contacte de fiecare etaj, din punctul de vedere al posibilităţilor de manevrare a butonului de comandă şi al formelor variabile ale camelor, comutatoarele şi întreruptoarele cu came pot fi :

— cu poziţie fixă ;
— cu revenire din poziţia comandată ;
— cu reţinere şi revenire electromagnetică.

Numărul maxim de 12 etaje, a cîte două contacte, care se pot combina cu numărul maxim de opt poziţii, oferă acestor elemente posibilitatea să realizeze o varietate mare de scheme de comandă şi de programare.

Caracteristicile electrice ale celor mai reprezentative tipuri de astfel de aparate realizate sînt : $I_n = 16$ A, $U_n = 380$ V, capacitatea de rupere 20 A, la cos $\varphi = 0{,}7$, iar uzura mecanică şi electrică, 10 000 de cicluri.

Se menţionează că seria de comutatoare şi întreruptoare cu came poate fi utilizată atît pentru circuite de comandă, cît şi pentru circuite de forţă, la valori de sarcină reduse corespunzător.

În scopul asigurării protecţiei la lipsa de tensiune de alimentare, a fost realizat tipul de comutator cu came, cu zăvor mecanic, asupra căruia poate acţiona un releu de tensiune nulă. Se precizează că aparatul nu poate fi anclanşat, dacă nu există tensiune în bobină. Acest tip de aparat este arătat în figura 4.

Pentru a putea face combinaţii de comutatoare cu came şi butoane de comandă pe acelaşi panou sau pupitru de comandă, în sensul păstrării unui aspect unitar, s-a realizat o variantă de comutator denumit buton programator (fig. 5), prevăzut cu un buton de acţionare, avînd o formă similară aceluia de la seria unitară de butoane de comandă.

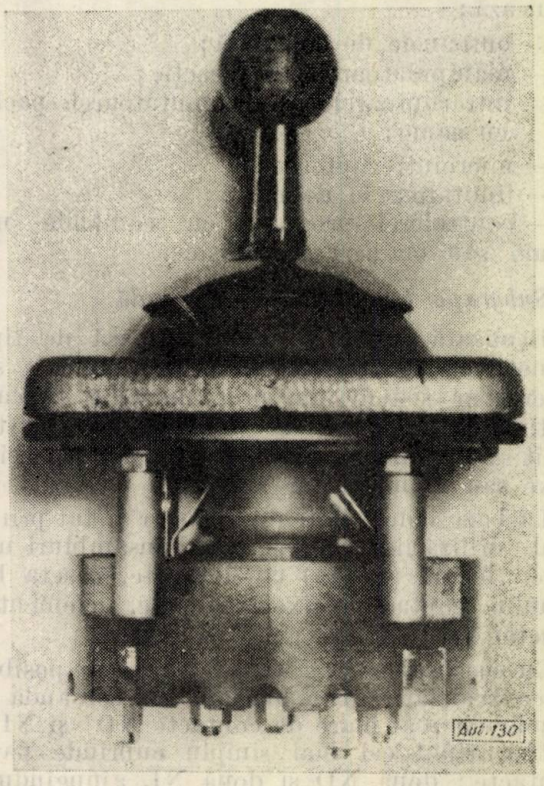


Fig. 3. Manipulator de direcţie.

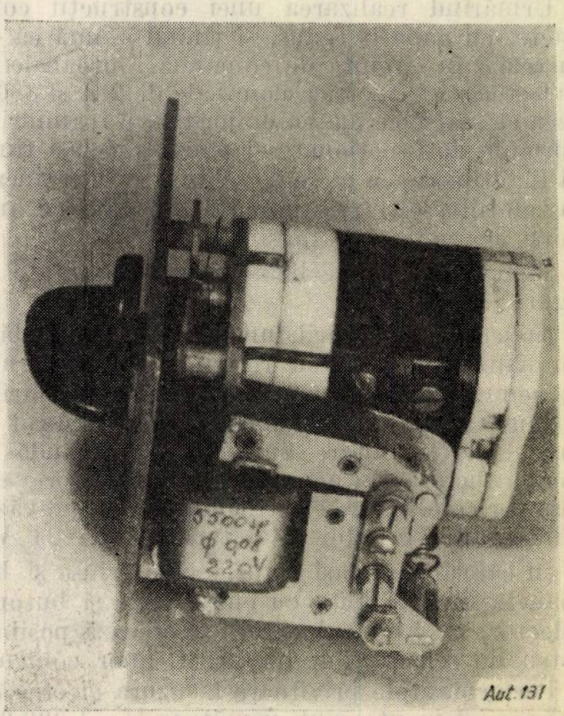


Fig. 4. Comutator cu reţinere şi revenire electromagnetică.

Caracteristicile electrice şi mecanice, respectiv rezistenţa la uzură electrică şi mecanică,

corespund nivelului produselor similare cunoscute în tehnica actuală.

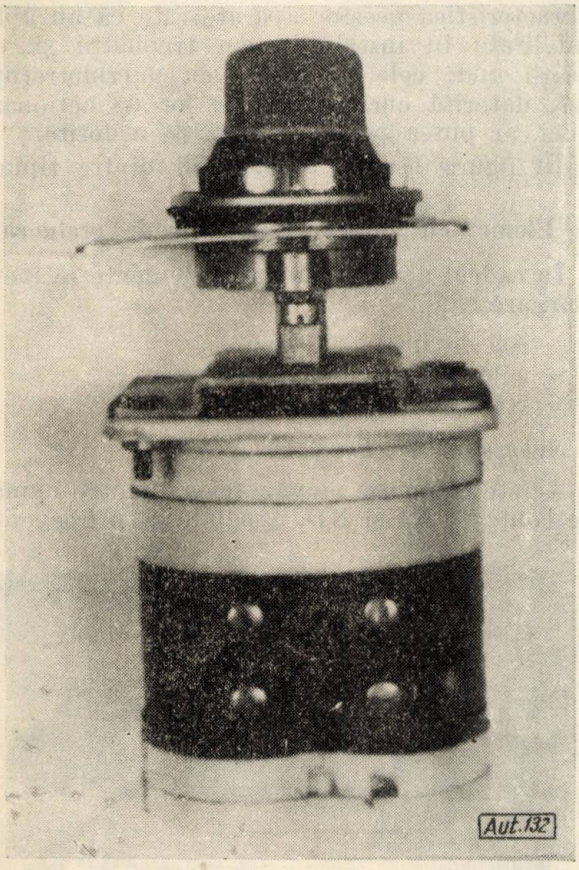


Fig. 5. Buton programator multipoziţional.

Subgrupa controlerelor de comandă

Controlerele de comandă destinate a fi utilizate în circuitele secundare ale schemelor electrice sînt realizate cu posibilităţi de acţionare sau cu servomotoare.

Controlerele de comandă în varianta cu acţionare manuală constau din grupe de cîte două contacte, aşezate de o parte şi de alta a axului cu came, numărul contactoarelor fiind variabil, de la 2 pînă la 12, ceea ce permite realizarea unei game largi de variante şi de programe, funcţie şi de cele 15 poziţii ale manetei, dintre care 2 × 7 poziţii sînt de lucru, iar una este de zero. Varietatea schemelor la această construcţie este asigurată şi prin profilul camelor a căror poziţie poate fi cu uşurinţă adaptată după cerinţă.

Controlerele de comandă în varianta cu acţionare cu servomotoare, prevăzută cu un număr de contacte, care poate ajunge pînă la 6, prezintă deosebiri faţă de prima variantă prin aceea că poziţia închis a contactelor este reţinută printr-un mecanism de zăvorire, iar funcţionarea realizează un program cu repetiţie într-o cadenţă de maximum 80 rot/min.

Avînd o construcţie robustă, ambele variante sînt indicate, în special pentru utilizarea

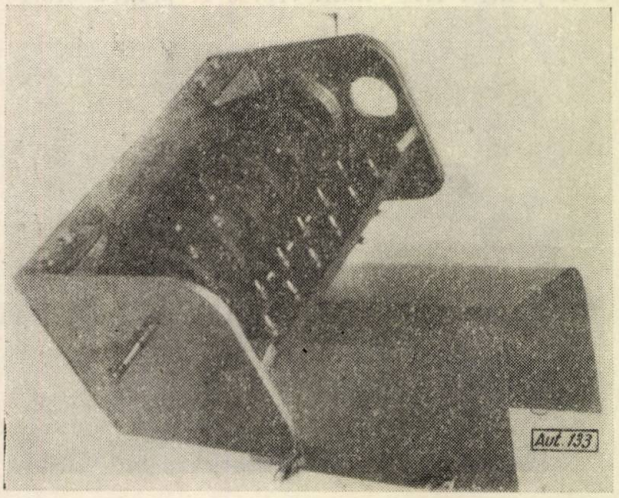


Fig. 6. Controler de comandă cu acţionare prin servomotor.

în instalaţiile din siderurgie şi laminoare.

Caracteristicile electrice sînt : 10 A la 500 V 50 Hz şi 0,5 A la 440 V c.c., iar ilustrarea unuia dintre tipuri este indicată în figura 6.

Subgrupa limitatoarelor de cursă

În această subgrupă se disting următoarele variante :

— cu contacte cu rupere bruscă ;

— cu contacte cu rupere lentă.

La baza variantelor cu contacte cu rupere bruscă se află microîntreruptorul. Se pot enumera următoarele tipovariante constructive din punctul de vedere al protecţiei mecanice :

— în execuţie deschisă, P00 : seria de microîntreruptoare simple şi duble, cu braţ simplu, cu braţ cu rolă şi cu bilă, toate acestea avînd posibilitatea de montare frontală sau laterală.

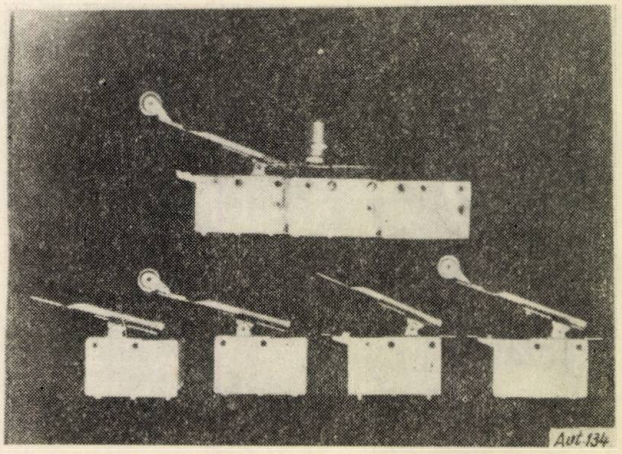


Fig. 7. Seria unitară de microîntreruptoare cu elemente cinematice.

Figura 7 ilustrează variantele enumerate anterior, iar caracteristicile electrice sînt :

U_n = 380 V c.a. curentul de serviciu 1 A pentru 5.10^6 manevre, 2 A pentru 2×10^6 manevre, 4 A pentru 1.10^6 manevre, 6 A pentru $0{,}5.10^6$

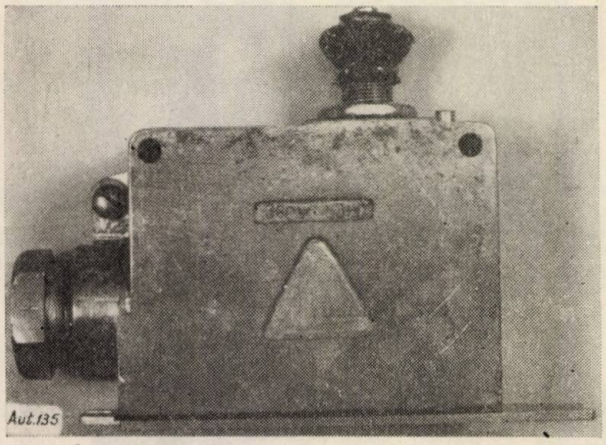


Fig. 8. Limitator de cursă capsulat, cu microîntreruptor.

manevre, cos $\varphi = 0{,}2$ şi 0,2 A, 220 V. $L/R = 0{,}005$ pentru $1{,}10^6$ manevre;

— în execuţie închisă P43 : limitatorul de cursă cu braţ şi rolă, limitatorul de mers în gol, limitatorul de cursă cu tijă sau braţ rabatabil în plan vertical cu 120° şi în plan orizontal cu 360°, limitatorul de cursă cu pîrghie sau cu şurub, destinat în special circuitelor secundare din schemele electrice ale macaralelor.

Se precizează că tipul cu braţ rabatabil în cele două plane este prevăzut cu posibilitatea de montare frontală sau verticală.

Figura 8 prezintă unul dintre aceste aparate. Se precizează că performanţele lor corespund nivelului altor aparate străine similare.

Varianta cu rupere lentă cuprinde tipurile de limitatoare de cursă multicontact, cu tijă sau

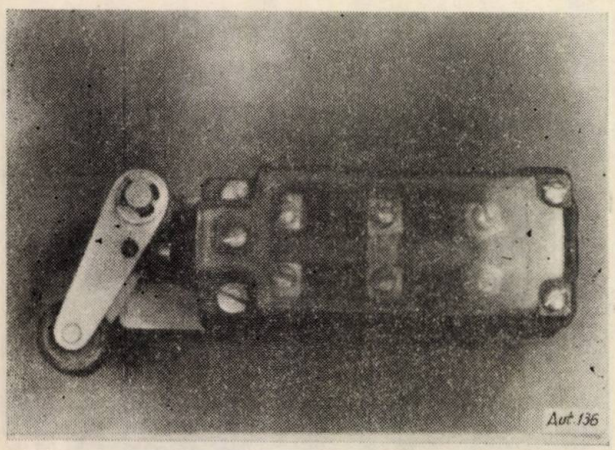


Fig. 9. Limitator de cursă cu contacte cu rupere lentă.

cu braţ şi rolă, în construcţie închisă, tip de protecţie P32, cu capac transparent pentru observarea funcţionării contactelor. Aceste aparate sînt realizate în două construcţii deosebite : cu două contacte (1 ND + 1 NI) şi cu trei contacte (2 ND + 1 NI sau 1 ND + 2 NI). Caracteristica acestor aparate este că au aplicabilitate în instalaţiile cu trepidaţii şi vibraţii unde cele prevăzute cu microîntreruptor, datorită curselor şi forţelor de acţionare mici, ar putea produce manevre nedorite.

În figura 9 este redat unul dintre tipuri.

Elementele intermediare sau de prelucrare

În cadrul acestei grupe de elemente se menţionează :

— releele intermediare ;
— contactoarele,
— releele de timp.

Subgrupa releelor intermediare

Aceste elemente prevăzute cu un mare număr de contacte NI şi ND, capabile de o frecvenţă

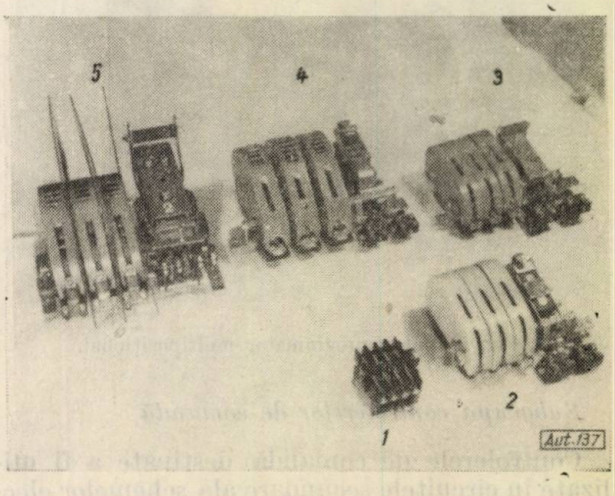


Fig. 10. Seria de contactoare de curent alternativ tip CT : *1* — contactor de 10 A cu translaţie ; *2* — contactor de 25 A cu rotaţie ; *3* — contactor de 63 A cu rotaţie ; *4* — contactor de 100 A cu rotaţie ; *5* — contactor de 200 A cu rotaţie.

de conectare sporită, îşi găsesc o largă utilizare mai ales acolo unde elementele de iniţiere, descrise anterior, nu oferă un număr suficient de contacte.

Printre cele mai noi realizări se menţionează releele miniatură RI4 şi RI5, caracterizate printr-o construcţie simplă, gabarit redus, contacte robuste, posibilitate de comandă şi de lucru atît în curent continuu, cît şi în curent alternativ.

Varianta RI4 este realizată în construcţie cu montaj fix, iar RI5 în construcţie demontabilă, cu fişe şi soclu octal.

Subgrupa contactoarelor

Această subgrupă cuprinde seria de contactoare CT, de curent alternativ de la 10 la 200 A, cu cursă dreaptă (translaţie) în ce priveşte

tipurile de 10 şi 25 A şi cu rotaţie de la 25 la 200 A.

Se precizează că unele tipuri, respectiv CT25 şi CT60, cu rotaţie, au fost adoptate pentru a lucra şi în curent continuu.

În figura 10 este prezentată seria de contactoare CT, iar în tabela 2 sînt redate caracteristicile electrice.

Tabela 2

Contactoare în aer de curent alternativ tip CT (Electroaparataj)

Caracteristici electrice	CT10	CT25	CT63	CT100	CT200
Curentul nominal A	10	25	63	100	200
Capacitatea de rupere, A la 550 V, cos φ=0,4	80	200	504	800	1 600

– Tensiunea nominală : 500 V
– Tensiunea bobinei de acţionare : 24, 110, 220, 380, 500 V
– Frecvenţa de conectare : 600 con/h
– Durata de conectare : 40% şi 100%
– Durata de viaţă mecanic : 1 200 000 manevrări
– Nr. contacte auxiliare : 2ND+2NI
– Tipul se protecţie : Poo

Caracteristic pentru această serie este că tipurile cu rotaţie de la 25 la 200 A sînt realizate pe bază de elemente monopolare, fixate pe o bară comună, ceea ce a dat posibilitatea realizării cu aceleaşi elemente a seriei de contactoare automate tip DITA de 25, 60, 100 şi 200 A, seriei de contactoare cu reanclanşare automată, comutatoare automate stea-triunghi de 25 şi 60 A şi seriei de inversoare electromagnetice, prezentate o parte dintre ele în figura 11.

Subgrupa releelor de timp

Aceste elemente cu destinaţie multiplă (în construcţia comutatoarelor automate stea-triunghi, a contactoarelor cu reanclanşare automată sau pornire eşalonată) sînt realizate pe bază de bimetal, într-o construcţie simplă şi robustă. Deşi nu au precizia cerută eşalonării proceselor tehnologice continue, ele pot fi folosite în proiectare ca elemente definite, împreună cu contactoarele pentru realizarea pornirilor stea-triunghi automate.

Grupa elementelor de execuţie

Elementele reprezentative ale acestei grupe sînt cuprinse în seria unitară de electromagneţi de acţionare de curent alternativ şi de curent continuu.

Pentru electromagneţii de acţionare de curent alternativ este caracteristic faptul că sînt realizaţi constructiv pentru a putea acţiona prin împingere sau atracţie, în poziţie orizontală sau verticală, pentru forţe de 1, 5, 3 şi 5 kg la o cursă de 10 mm. A fost realizată şi o variantă de 5 kg la 25 mm cursă.

Pentru instalaţiile destinate a fi acţionate în curent continuu, s-au realizat tipurile de electromagneţi de 4 kg la 13 mm cursă şi de 5 kg la 25 mm.

Grupa elementelor auxiliare

Deşi poartă o denumire modestă, această grupă cuprinde o varietate de elemente, care

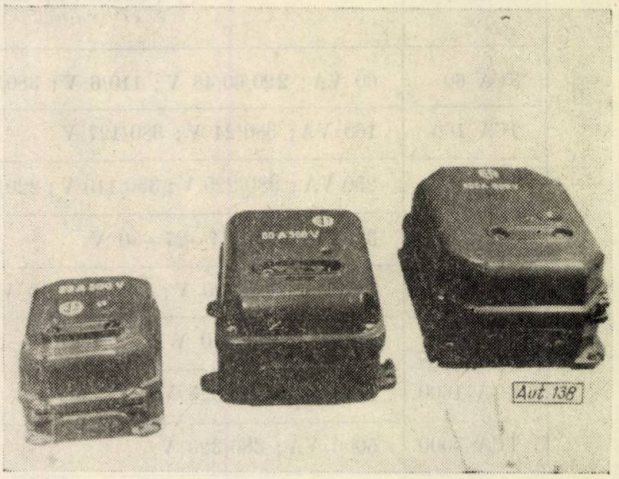


Fig. 11. Seria de contactoare automate cu relee termice şi electro-magnetice tip DITA.

sînt folosite pînă în cele mai simple instalaţii electrice. Între aceste elemente, conform cu tabela 1, se pot enumera :

– semnalizatoarele optice şi acustice ;
– transformatoarele pentru circuite de comandă ;
– elementele de protecţie ;
– elementele de legătură.

Subgrupa semnalizatoarelor optice şi acustice

Această grupă cuprinde ca tipuri reprezentative soneria industrială şi lampa de semnalizare, cu şi fără transformator de protecţie.

Soneria industrială, simplă şi robust realizată, poate fi alimentată direct la tensiunea reţelei, efectul acustic al clopoţelului fiind obţinut prin frecvenţa reţelei.

Lampa de semnalizare a fost concepută pentru a se încadra ca formă în seria unitară de butoane de comandă.

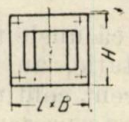
Subgrupa transformatoarelor pentru circuite de comandă, pentru circuite auxiliare, cuprinde tipovariantele ale căror dimensiuni şi caracteristici sînt indicate în tabela 3.

Subgrupa elementelor de protecţie

În cadrul acestei subgrupe sînt cuprinse :
– siguranţele fuzibile ;
– releele de protecţie.

Siguranţele fuzibile (fig. 12) au fost realizate sub forma unei serii unitare de 25 şi 60 A, cu patroane fuzibile ce acoperă o gamă de curenţi de la 0,5 la 60 A. Seria cuprinde, pe lîngă tipurile normale, şi un tip miniatură de 25 A,

Tabela 3

1. Transformatoare pentru circuite auxiliare TCA (Electrotehnica)				
2 Tipul	3 Caracteristici electrice	4 Caracteristici constructive, mm		
		L	B	H
TCA 60	60 VA; 220/60/48 V; 110/6 V; 380/36 V; 220/24 V	145	140	90
TCA 160	160 VA; 380/24 V; 380/127 V	150	90	150
TCA 250	250 VA; 380/220 V; 380/110 V; 220/24 V; 380/240–230–220 V		100	
TCA 320	320 VA; 380/24–27–30 V		120	
TCA 500	500 VA; 380/110 V; 380/2 × 110 V; 380/220 V			
TCA 750	750 VA; 380/110 V	155	140	175
TCA 1600	1600 VA; 380/325 V	220		280
TCA 5000	5000 VA; 380/325 V	245	170	450

care realizează protecţia împotriva scurtcircuitelor pînă la 350 A.

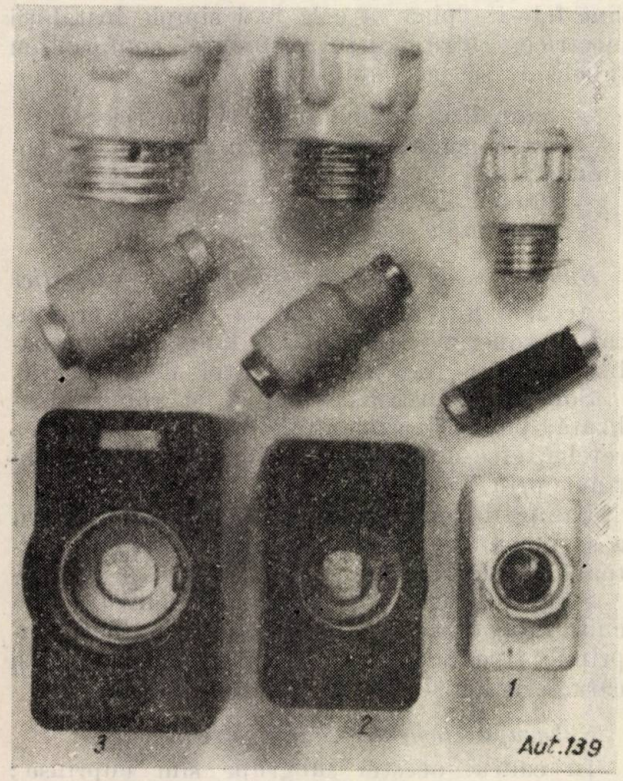


Fig. 12. Seria de siguranţe fuzibile cu filet:
1 – siguranţa miniatură de 25 A; *2* – siguranţa normală de 25 A; *3* – siguranţa normală de 63 A.

Subgrupa elementelor de legătură

Elementele de legătură pot fi:
– fixe (clemele de şir);
– mobile (prizele, fişele şi cuplurile multicontact).

Clemele de şir au fost realizate într-o serie unitară de la 1,5 la 16 mm², cu posibilitatea de montare şi de demontare a fiecăreia, manual. Se menţionează că întreaga serie se poate monta pe acelaşi profil de fixare. Aspectul lor rezultă din figura 13.

Elementele mobile de legătură sînt reprezentate prin prizele, fişele şi cuplurile cu 17 şi 37 contacte, realizate astfel încît să permită racordarea mănunchiului de conductoare protejate fie în tub de PCV, fie în tub copex. Ele sînt executate atît cu ieşire dreaptă, cît şi cu ieşire la 90° (în cot).

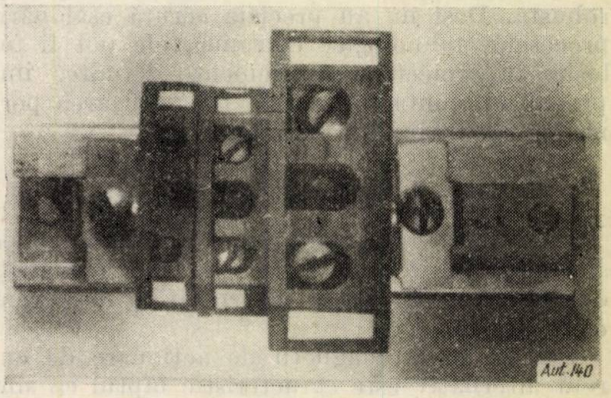


Fig. 13. Seria de cleme de şir.

Se menţionează că majoritatea reperelor componente sînt comune tuturor variantelor. Un aspect al unei prize multicontact este redat în figura 14.

Concluzii

Din cele arătate rezultă că în uzinele industriei electrotehnice s-au realizat o serie de elemente ale căror performanţe corespund nivelului

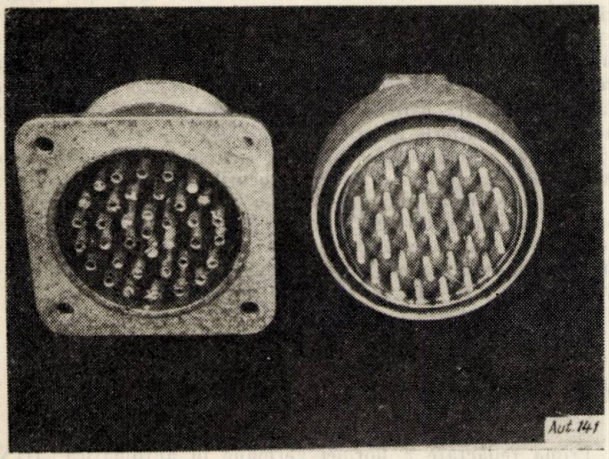


Fig. 14. Priză şi fişă cu 37 contacte.

aparatelor străine similare care aduc o contribuţie substanţială la realizarea instalaţiilor de automatizare.

Deşi iniţial aceste elemente au fost destinate în special pentru automatizarea maşinilor-unelte ele au fost însă concepute pentru o largă utilizare atît în instalaţiile electrice din celelalte domenii industriale, realizate în ţară, cît şi pentru întreţinerea cu piese de schimb a celor importate.

O comparaţie a cifrelor care indică numărul de tipovariante din tehnica contemporană din străinătate şi din ţara noastră arată necesitatea continuării efortului de asimilare a încă unui număr important de elemente, mai ales dacă se porneşte de la ideea că multe dintre ele ar reprezenta numai simple adaptări ale celor existente.

Accentul trebuie pus, în special pe adaptarea elementelor asimilate, la construcţii protejate special, pentru a permite utilizarea lor în instalaţiile din industriile cu pericol de explozie (industria petrolului, chimică, textilă).

Dezvoltarea în acelaşi ritm susţinut a asimilării elementelor poate astfel să contribuie în şi mai mare măsură la introducerea automatizării în toate ramurile industriale ale ţării noastre.

ACTUALITĂŢI

Unele metode pentru automatizarea complexă în sistemele energetice [1]

Automatizarea sistemelor energetice are o importanţă deosebită deoarece se adresează unei ramuri industriale de cea mai mare importanţă ştiut fiind că, pe de o parte, energia electrică reprezintă o materie primă absolut indispensabilă pentru oricare proces de producţie, iar pe de altă parte, rezervele de energie clasice sînt în continuă scădere ; în acelaşi timp cerinţele de energie sînt în continuă creştere. De aceea, asigurarea livrării de energie electrică la un randament global maxim înseamnă economisirea de resurse energetice şi, implicit, scăderea preţului de cost al produselor din toate ramurile industriale la care energia electrică apare ca materie primă. Trebuie remarcate, de asemenea, cerinţele tot mai mari ce se impun indicilor de calitate a energiei electrice (frecvenţă şi tensiune cît mai constante, continuitate în alimentare).

Modelele actuale de automatizare a sistemelor energetice se adresează separat menţinerii constante a tensiunii cu asigurarea repartiţiei puterii reactive şi menţinerii constante a frecvenţei cu repartiţia puterii active. Cele mai avansate metode de automatizare complexă a sistemelor energetice, pornind de la aceste premise, nu pot asigura funcţionarea sistemului la un randament global maxim.

Au existat încercări de a corecta parţial această funcţionare imperfectă a sistemelor energetice (de exemplu soluţiile propuse de Kirchmaer din S.U.A.), dar situaţia este departe încă de a fi rezolvată.

În articolul de faţă autorul, după ce trece în revistă metodele existente de automatizare a sistemelor energetice, propune un sistem de automatizare mixt, frecvenţă-tensiune.

Într-adevăr, se arată în articol, menţinerea constantă a tensiunii cu regulatoare de tensiune foarte precise, aşa cum se face astăzi în toate centralele electrice, este lipsită de sens şi ea, de fapt, este o reminiscenţă din timpul cînd centralele electrice deserveau direct consumatorii. În prezent, consumatorilor li se asigură foarte rar tensiune constantă întrucît ei sînt alimentaţi de la staţii prin transformatoare care, în marea lor majoritate, nu au reglare automată de tensiune ; or, tocmai la consumatori trebuie să se menţină o tensiune constantă.

Metoda propusă de prof. C. Penescu este singura care poate asigura simultan funcţionarea centralelor la un consum minim de combustibil şi o circulaţie de puteri pe linii care să determine pierderi minime. Metodele existente asigură primul deziderat, dar nu pot să-l asigure pe cel de-al doilea.

Metoda propusă în articol constă din comanda — prin calculator numeric central — simultan a valorii sarcinii active de pe agregatele energetice cu valoarea tensiunii la bornele agregatelor.

Aceasta se face printr-un sistem de generatoare-funcţionale de tip analogic cu comandă în circuit închis a nivelurilor de tensiune şi deci a puterilor reactive, simultan cu nivelul de puteri active la frecvenţă constantă.

În acest fel, tensiunea pe barele centralei este fluctuantă, în raport cu sarcina, însă la consumator tensiunea va rămîne constantă prin reglajul automat sub sarcină a transformatoarelor din staţii.

Prin caracterul original al acestei metode — care este superioară tuturor metodelor cunoscute în lume la ora actuală — , autorul aduce o contribuţie însemnată la ameliorarea funcţionării sistemelor energetice interconectate.

Pentru ţara noastră, soluţia propusă este deosebit de importantă şi trebuie studiată în vederea aplicării ei în automatizarea sistemului energetic naţional, problemă de frunte a planului de dezvoltare a economiei naţionale

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Unele metode pentru automatizarea complexă în sistemele energetice.* În: ETZ. tom. **85**, nr. 5, 1964, p. 147–153.

S. Florea

Cibernetica în domeniul căilor ferate

Uniunea internaţională a căilor ferate a organizat în noiembrie 1963, la Paris, o conferinţă cu acest subiect, la care au fost prezentate 87 de comunicări făcute de specialişti din numeroase ţări ca: Japonia, U.R.S.S., S.U.A., Canada, Anglia etc.

Un exemplu de întrebuinţare a calculatoarelor în exploatarea căilor ferate a fost prezentat de S. Milland, şi se referă la stabilirea itinerariilor în reţelele de căi ferate din Anglia. Avantajele acestei întrebuinţări sînt datorite următoarelor motive: instrucţiunile şi deciziile care stau la baza stabilirii timpului parcursurilor sînt bazate pe logică; o cantitate mare din informaţiile de bază rămîn neschimbate perioade lungi; cea mai mare parte dintre lucrările necesare acestei stabiliri a parcursurilor are un caracter repetitiv. Din punctul de vedere al eficienţei, rezultă — pentru una dintre fazele acestor calcule şi pentru o regiune limitată — că, lucrări care cu metode manuale necesitau 2 000 ore de calcul, s-au putut efectua cu ajutorul noilor metode în 100–120 ore realizare de fişe pregătitoare şi în 30 ore calcule făcute cu calculatorul.

Numeroase alte aspecte mai subtile ale exploatării căilor ferate, ca: programarea echipelor de personal, consumul de combustibil, utilizarea optimă a capacităţii de transport şi de încărcare sînt acum cercetate cu ajutorul calculatoarelor numerice şi analogice. R. Ehrmann a prezentat o comunicare despre optimizarea traficului pe o secţiune a reţelei franceze, care este aproape saturată şi în care s-a putut ţine seamă de priorităţi; P. B. Wilson a prezentat unele metode de optimizare studiate în Canada, unde reţeaua de căi ferate cuprinde staţii la distanţe mari, legate prin linii simple.

În numeroase reţele se consideră că este posibilă conducerea centralizată a traficului, întrebuinţîndu-se calculatoare puternice, obţinîndu-se astfel o optimizare de ansamblu şi fără a se pierde din flexibilitatea metodelor aplicate actualmente pe sectoare descentralizate. De o asemenea problemă s-a ocupat F. H. Coyne, prezentînd o metodă aplicată în S.U.A. de o importantă organizaţie de căi ferate. Echipamentul de calcul şi de transmisie a necesitat investiţii de 13 milioane dolari şi cuprinde un calculator care primeşte şi transmite informaţii la mai multe sute de staţii răspîndite pe o reţea de 22 000 km. În ceea ce priveşte optimizarea cantităţii transportate, cercetările întreprinse pînă acum nu au putut stabili dacă conducerea exploatării, pe baza informaţiilor exacte primite şi transmise, prezintă avantaje faţă de metodele statistice.

În Japonia s-au efectuat numeroase cercetări teoretice şi experimentale în legătură cu controlul automat al trenurilor, acestea legate şi de programul de mărire a vitezelor de parcurs. Aceasta a dus la examinarea a numeroase metode de frînare prezentate de H. Sinohara. Două dintre acestea au scopul să frîneze trenul şi să-l oprească în puncte prestabilite, fără a provoca senzaţii neplăcute călătorilor. Alte aspecte studiate se referă la programarea vitezelor pe diferitele porţiuni de cale, cum şi la conducerea automată centralizată pe secţiuni importante din reţea.

Pînă acum, puţini specialişti prevăd conducerea automată fără operator a trenurilor care circulă cu mare viteză. I. A. Parkison a descris un tren condus de un robot, care a circulat pe o linie suburbană la New York. Asemenea cercetări experimentale s-au făcut şi în Canada.

Exploatarea automată a triajelor a făcut obiectul a numeroase comunicări. Dificultăţile care apar sînt datorite marii varietăţi în greutatea vagoanelor care se repartizează, corelată cu diferiţi coeficienţi de frecare necesar a fi luaţi în consideraţie pentru corecta frînare a vagoanelor în timpul repartiţiei lor.

Mai multe comunicări s-au ocupat de metodele de transmitere a informaţiilor spre şi de la centrele de conducere a reţelelor de căi ferate. Dintre acestea menţionăm comunicarea făcută de L. Hix, care a expus cercetările efectuate în Anglia asupra transmiterii identităţii vagoanelor.

În sfîrşit, două comunicări s-au ocupat de întrebuinţarea calculatoarelor pentru rezervarea locurilor în traficul feroviar.

Discuţiile purtate în jurul acestor comunicări au fost deosebit de animate. Interesul care a reieşit din aplicarea acestor noi metode a determinat conducerea federaţiei să examineze posibilitatea apariţiei, începînd cu anul 1964, a unei reviste consacrate ciberneticii în căile ferate.

Noua normă germană în automatică

Prima redactare a normei germane în automatică, DIN 19226 Regelungstechnik. Benennungen und Begriffe, din ianuarie 1954, a fost primită cu un deosebit interes de specialiştii în automatică din întreaga lume şi comentată în numeroase articole. Între altele, colectivul Comisiei de automatizare al Academiei R.P.R., care a elaborat STAS-ul, 6019, a ţinut seamă, în numeroase ocazii, de punctul de vedere adoptat de specialiştii germani. Indicarea unei categorii de regulatoare cu simbolul PID a fost consacrată — după cunoştinţa noastră — pentru prima oară prin această normă, şi adoptată apoi de întreaga literatură de specialitate. Din această cauză, noua redactare a normei, redactare care cuprinde numeroase modificări faţă de precedenta, justifică o examinare amănunţită. Noua denumire a normei DIN 19226 este: „Regelungstechnik und Steuerungstechnik. Benennungen und Begriffe, mai 1962" şi a avut un caracter experimental pînă în decembrie 1962. Deşi forma definitivă nu ne-a parvenit încă şi deci o examinare de ansamblu în cadrul unui articol va fi făcută ulterior, sînt totuşi unele aspecte care pot fi comentate încă de pe acum.

Definiţia reglării este următoarea (traducere, în parte, liberă): Vechea normă: „Reglarea este un proces prin care se obţine şi se menţine în mod continuu pentru o mărime, o anumită valoare dată, printr-o intervenţie bazată pe măsurarea acestei mărimi".

Norma nouă: „Reglarea este un proces prin care o mărime fizică — denumită mărimea de reglat — este influenţată continuu, ca urmare a unei comparaţii, cu o altă mărime, cu scopul de a obţine o egalitate a mărimii reglate cu aceasta din urmă. Într-o reglare sînt deci două procese care se realizează cuplate unul cu altul: un proces de comparare şi un proces de modificare. Pentru realizarea acestui proces de reglare este necesar ca influenţa să aibă loc într-un circuit închis denumit circuitul de reglare".

Noua definiţie elimină una dintre criticile aduse textului iniţial care, presupunînd că trebuie să existe pentru mărimea de reglat o valoare dată (vorgegebene Wert), crea o oarecare nedumerire pentru cazurile în care sistemul de reglare trebuie să funcţioneze cu mărimi de intrare aleatorii. Noul text elimină această critică, comparaţia făcîndu-se între două mărimi, indiferent de structura lor analitică.

De asemenea, noul text îmbrăţişează în mod explicit concepţia general adoptată asupra elementului de comparaţie care realizează, de fapt, logica sistemelor de reglare. Menţionăm că în ambele modificări, noua redactare a normei germane se aliniază, între altele, alături de concepţia STAS 6019.

În domeniul comenzii, textul vechi se limita la cîteva scurte caracterizări, considerînd că diferenţa principală a comenzii faţă de reglare provine din faptul că fluxul de informaţie circulă în cazul comenzii în circuit deschis.

Textul nou — datorită în special apariţiei automatizărilor secvenţiale bazate pe structuri logice — consacră numeroase capitole acestui domeniu. Definiţia adoptată pentru comandă este următoarea (text tradus, în parte, liber):

„Comanda este procesul care are loc într-un sistem limitat, prin care una sau mai multe mărimi denumite mărimi de intrare influenţează alte mărimi denumite mărimi de ieşire, pe baza posibilităţilor proprii ale acestui sistem limitat".

O evoluţie importantă a suferit în noua versiune şi noţiunea de regulator. În vechea normă, prin regulator (Regler) se înţelegea ansamblul elementelor care se aplicau procesului tehnologic pentru a regla parametrul considerat. Acest termen a generat confuzii. În terminologia din STAS 6019, s-a adoptat termenul de „dispozitiv de automatizare", din care regulatorul este un element component, putînd avea caracteristici PID sau altele. Noua redactare DIN adoptă, de fapt, punctul de vedere din STAS 6019 — introducînd termenul de Regeleinrichtung, echivalent cu termenul de mai sus din STAS. Este însă discutabilă oportunitatea clasificării acestui ansamblu după caracteristicile PID; credem că este mai indicat ca acestea să se refere la elemente luate fiecare în parte. Justificarea acestor rezerve o vom prezenta ulterior, după apariţia formei finale a noului DIN 19226.

În sfîrşit, menţionăm înlocuirea binevenită a literelor mari prin litere mici, pentru indicarea diferitelor semnale din circuitul de reglare. Aceste litere majuscule puteau produce confuzii cu transformările Laplace ale semnalelor considerate.

Analizoare continue pentru măsurare şi în sistemele automate

Introducerea analizoarelor continue pentru măsurare în sistemele de reglare automată constituie un progres esenţial în conducerea proceselor industriale. Condiţiile care fac posibilă introducerea unor asemenea analizoare sînt: tehnologii noi bazate pe o asemenea analiză, reducerea investiţiilor, datorită posibilităţii analizei continue a produselor, reglarea unor parametri esenţiali în desfăşurarea proceselor, îmbunătăţirea controlului producţiei. Din punct de vedere economic trebuie examinate următoarele aspecte: creşterea producţiei, ridicarea calităţii, creşterea productivităţii muncii, reducerea cheltuielilor de laborator. În ultimul timp s-au publicat numeroase informaţii care arată eficienţa economică a introducerii analizoarelor continue [1], [2].

Analizoarele întrebuinţate în mod curent astăzi şi rezultatele obţinute sînt arătate în continuare.

Cromatografele pentru gaze [3] s-au introdus *mai ales în*:

a. Rafinării, în care se controlează consumul de butan, recuperîndu-se investiţia în cîteva luni (într-un caz, valoarea investiţiei de 21 500 dolari este recuperată prin beneficiile nete suplimentare realizate în 10 luni; în alt caz, investiţia de 15 000 dolari este recuperată, în aceleaşi condiţii, în aproximativ 90 de zile;

b. Recuperare de gaze în coloanele de distilare fracţionată, în uzinele de gaze naturale. În această situaţie investiţiile (primul caz) de 10 500 dolari şi (al doilea caz) de 10 000 dolari, s-au recuperat în trei luni, respectiv într-un an.

c. Fabricarea amoniacului sintetic. O instalaţie de analiză a gazului de sinteză, care a costat 7 700 dolari, s-a recuperat în şase luni;

d. Instalaţie de distilare alcoolică. În acest caz, costul aparatului (3 500 dolari) s-a recuperat în 30 de zile; în alt caz, o investiţie de 20 000 dolari s-a recuperat într-o lună;

e. Uzină de naftalină, în care o investiţie de 18 000 dolari s-a recuperat într-un an;

f. Instalaţie de polimerizare. O investiţie de 21 000 dolari s-a recuperat în zece luni.

Analizoare de umiditate. Prezenţa umidităţii în procesele continue constituie una dintre problemele importante în practică; de exemplu, excesul de umiditate deteriorează catalizatorii, lipsa de umiditate poate crea condiţii explozive. În general, cu ajutorul analizoarelor, în asemenea cazuri se evită pierderile, adică se obţin numai în felul acesta economii suplimentare. Cazurile de semnalat sînt:

a. Recuperare şi stocare; într-un caz, valoarea creşterii de etilenă recuperată, datorită reglării mai precise a umidităţii, a fost de 500 de dolari pe lună;

b. Fabricarea semiconductoarelor în care prezenţa umidităţii este deosebit de dăunătoare;

c. Protecţia catalizatorilor; în fabricarea cauciucului sintetic, catalizatorul — clorură de aluminiu — este otrăvit de orice urmă de umiditate în etilen. Într-un caz în care consumul lunar de catalizatori era de 3 700 dolari, introducerea unor analizoare de umiditate s-a justificat prin economia care s-a obţinut la catalizator;

d. Regenerarea agenţilor de deshidratare. Introducerea analizoarelor de umiditate a permis stabilirea precisă a perioadei de regenerare şi economii de manoperă privind costul producţiei, care au dus la o perioadă de recuperare mai mică de un an.

Analizoare cu infraroşii. Aplicaţiile cele mai eficiente au fost:

a. Control într-o instalaţie de distilare fracţionată, în care o investiţie de 8 500 dolari s-a recuperat în şase luni;

b. Protecţia conversiei catalitice prin controlul CO_2, CO şi O_2. O asemenea instalaţie a permis recuperarea a 10 000 dolari anual. În cazul reglării debitului de CO_2, pentru alimentarea unui convertizor de amoniac, investiţia de 9 000 dolari s-a recuperat în doi ani.

Aparate pentru stabilirea punctului de aprindere. Producţia combustibilului cu o asemenea analiză va creşte prin înglobarea unei proporţii cît mai mari de produşi uşori, fără însă a scădea punctul de aprindere sub limita de securitate. Într-un caz s-a putut obţine un beneficiu net suplimentar de 125 dolari pe zi, cînd s-a scăzut punctul de inflamare cu 3°C. Întrebuinţarea acestor aparate s-a dovedit foarte eficientă într-o rafinărie.

Analizoare de punct de distilare. S-a putut realiza o creştere a producţiei de benzină prin reglarea punctului de distilare, obţinîndu-se, într-un caz, un beneficiu zilnic net de 180 dolari. În reformarea catalitică, reglîndu-se alimentarea pentru a se obţine un punct anumit de distilare, s-a putut obţine, într-un caz, un beneficiu net suplimentar de 250—500 dolari pe zi.

Analizoare pentru tensiunea de vapori. Întrebuinţarea acestor aparate într-o rafinărie a permis obţinerea de economii importante, care au recuperat investiţia în cîteva luni. În unele cazuri s-au redus considerabil analizele de laborator.

Viscozimetre. Reglarea operaţiilor de amestec reduce necesitatea analizelor de laborator, a stocărilor intermediare, a rezervoarelor de amestec, ceea ce duce la economii considerabile. Menţinerea constantă a viscozităţii la intrarea unui filtru de deparafinare a adus, într-un caz, beneficii suplimentare de 200 000 dolari anual.

În general, se consideră că în domeniul măsurării, în ultimii ani, progresul cel mai important, în ce priveşte constituirea sistemelor de reglare, îl constituie introducerea analizelor continue.

BIBLIOGRAFIE

[1] Fraade, D. J. *Mise en oeuvre des analyseurs continous dans les chaînes d'instrumentation.* In: Mesures et contrôle industriel, oct 1963.

[2] Fraade, D. J. *Justification and payant of on stream analysers.* In: I.S.A. Journal, aug 1963.

[3] Siggia, S. şi Hagstrom, R. A. *Basic considerations în applying continous analysers.* In: Automation, april 1963.

[4] Williams, J. H. şi Witt, R. L. *Chromatograph pays its way on Alky.* În: Petroleum Refiner, mai 1961.

Perturbaţiile din liniile energetice şi alimentarea sistemelor automate

Sistemele automate sînt sensibile la perturbaţiile de pe liniile energetice, acestea fiind sursa lor primară de energie. Din punctul de vedere al elementelor componente se pot face următoarele observaţii [1]:

— Relee, solenoide, elemente statice magnetice. Aceste elemente sînt foarte sensibile la căderile de tensiune şi se pot deconecta, chiar şi pentru scăderi sau întreruperi care să dureze două perioade. De obicei, în caracteristicile acestora se indică tensiunea minimă de anclanşare care este circa 85% din valoarea nominală, dar nu sînt încă norme în ce priveşte tensiunea maximă de eliberare. Elementele de comutaţie statică de tip magnetic pot fi sensibile la variaţii de ±15% în valoarea tensiunii chiar pentru 1/2 perioadă.

— Motoare. Energia mecanică înmagazinată în asemenea elemente, cum şi în partea în mişcare din utilajele acţionate, le face mai puţin sensibile la scăderi de tensiune. Experimentări făcute cu motoare de 20—40 kW au arătat că o scădere de tensiune de 10%, pe o durată de 30 perioade, nu produce dificultăţi în procesele tehnologice respective. Totuşi, experienţele nu au fost suficiente pentru a stabili dacă toate tipurile de maşini-unelte pot suporta o asemenea situaţie timp de 1/2 s.

— Elementele pneumatice şi hidraulice. Cele mai multe dintre elementele hidraulice sînt insensibile faţă de scăderi de tensiune de o durată de 1/2 s, din cauza capacităţii disponibile în pompele întrebuinţate. Elementele pneumatice sînt alimentate, de obicei, din rezervoare sub presiune şi pot funcţiona mai multe minute după oprirea compresorului. Dacă asemenea sisteme pneumatice au şi părţi componente electrice, acestea trebuie să fie de tipul „cu siguranţă în caz de defectare [2].

— Elemente electronice [3]. Cu asemenea elemente, problema este cu mult mai complicată. Supratensiuni tranzitorii pot defecta uşor tranzistoarele şi elementele redresoare. Comutări cu frecvenţă mare realizate cu elemente statice pot provoca în liniile de alimentare supratensiuni dăunătoare pentru alte elemente statice, avînd aceeaşi linie de alimentare. Supratensiuni prelungite, de ordinul a 10%, pot scurta mult viaţa tuburilor. Sistemele electronice au constante de timp foarte mici şi deci sînt deosebit de sensibile faţă de fenomenele tranzitorii în tensiunea liniilor electrice de alimentare. În practică, asemenea elemente pot fi protejate faţă de perturbaţii de acest fel de ordinul microsecundelor. Fenomene tranzitorii mai lungi decît o milisecundă pot provoca însă deranjamente. Pe de altă parte, elementele care funcţionează direct în curent alternativ pot declanşa comenzi false la impulsuri, care au cîteva microsecunde. Sistemele electronice logice din sistemele automate şi din calculatoare pot înregistra semnale codificate greşit, dacă alimentarea are regimuri tranzitorii cu supra- şi subtensiuni. Într-o uzină constructoare de avioane, o maşină-unealtă cu comandă numerică, care prelucra piese foarte costisitoare, a dat într-un an 2—3 comenzi greşite, datorită unor fenomene tranzitorii în tensiunea reţelei, a căror durată a fost de două perioade şi au provocat prin aceasta pagube mari. A fost necesară conceperea unei scheme noi care să nu fie sensibilă la asemenea perturbaţii. În funcţionarea calculatoarelor numerice s-au înregistrat defecţiuni cînd tensiunea a scăzut cu 15% pentru 1/2 perioadă. În cazul în care calculatoarele conduc direct procese de producţie, s-au luat din această cauză măsuri speciale pentru a nu face posibilă o asemenea funcţionare defectuoasă [4].

Elementele electronice nu sînt sensibile la reducerea de tensiune [5], în afară de tuburile cu gaze care pot fi distruse în asemenea cazuri în intervale de minute. Asemenea reduceri de tensiune pot provoca însă erori de logică [6].

Asemenea perturbaţii în sistemele energetice nu pot fi eliminate, şi cheltuielile necesare pentru reducerea lor cresc pe măsură ce situaţia tinde spre cea ideală. În felul acesta, problema se transformă în stabilirea unui echilibru economic între costul asigurării unei alimentări cu energie de mare calitate a sistemelor automate şi valoarea pierderilor de producţie sau a pagubelor care pot apărea din cauza funcţionării necorespunzătoare a acestor sisteme automate, datorită perturbaţiilor din liniile de alimentare cu energie electrică. De obicei, dificultăţile stabilirii implicaţiilor economice sînt astfel încît problema se rezolvă prin alegerea soluţiei celei mai bune pe care o oferă întreprinderea energetică [7].

BIBLIOGRAFIE

[1] Kompass, E. J. *How Power line faults affect Controls.* În: Control Engineering, sept 1963.

[2] Quick, C. E. *Transients trouble suburban industries.* In: Electrical Word, febr 1958.

[3] Gutzwiller, F. W. *Rectifier voltage transients causes detection reduction.* In: Electrical Manufacturing, dec 1959.

[4] O'Connor, J. J. *Data processing systems*: How pure an electric supply. In: Power, noiembr 1961.

[5] Shortelle, T. R. *The importance of plant voltage.* In: Millfactory, febr 1961.

[6] Dickinson, W. H. *Raepart on reliability of electronic equipment in industrial plants.* In: AIEE Aplications and Industry, iul 1962.

[7] Hower, I. F. *Keep protective devices coordinated.* In: Power, febr 1963.

Estimarea erorii totale în sistemele complexe de reglare

În sistemele simple se obţine o estimaţie a erorii totale în cazul legării în serie a două-trei elemente, făcînd suma modulelor maxime ale fiecărui element. Dacă sînt mai multe elemente în serie, fiecare avînd un coeficient de amplificare constant, eroarea totală se obţine în mod acceptabil făcîndu-se rădăcina pătrată a sumei pătratelor erorilor individuale.

Pentru cazuri mai complexe aceste metode nu mai dau rezultate satisfăcătoare. Această problemă a fost examinată într-o lucrare recentă [1], propunîndu-se o metodă nouă pentru determinarea erorii totale în cazurile complexe în care apar, de exemplu, blocuri de calcule algebrice legate între ele în diferite feluri. În acest scop se defineşte o eroare totală a unui canal K (fig. 1), care leagă, prin diferite elemente, o intrare de o ieşire a sistemului considerat. Fiecare element dintr-un astfel de canal este o sursă de erori, şi pentru stabilirea erorii

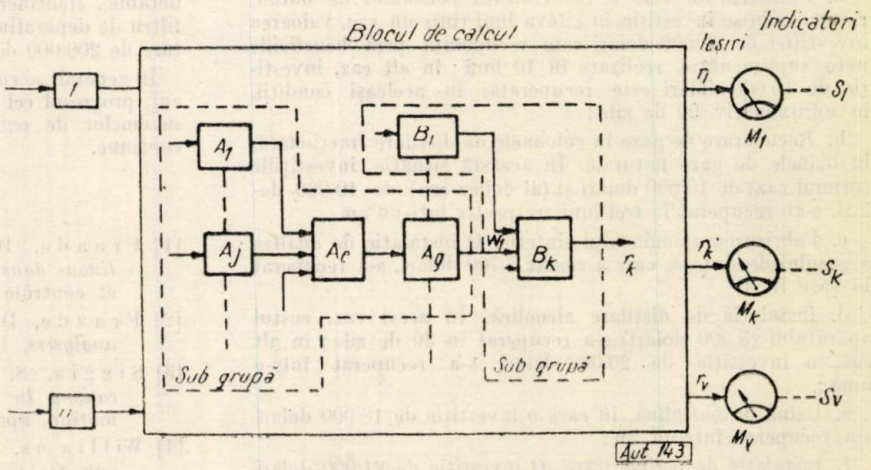


Fig. 1.

totale E_k a canalului considerat este necesară cunoaşterea atît a valorii erorii, cît şi distribuţia probabilă în domeniul de variaţie. Prima informaţie este cuprinsă în prospectul elementului. A doua informaţie nu este dată, de obicei, şi se consideră rectangulară. Pentru că fiecare element din sistem este o sursă independentă de erori, distribuţia erorii la ieşire este gaussiană. Cu presupunerea că mărimea de ieşire are o probabilitate de 99% să se găsească în domeniul calculat pentru eroarea totală, această eroare totală este :

$$E_k(r) = 2{\cdot}58\left[\sum_1^m \alpha_j^2 \cdot \beta_j^2 \cdot \gamma_{kj}^2\right]^{\frac{1}{2}}$$

dacă nu se consideră şi aparatul indicator de la ieşire. În această expresie :

α_j este partea pozitivă din domeniul de variaţie $\pm \alpha_j$ al erorii pentru elementul considerat exprimat ca procent din domeniul total de variaţie al mărimii de ieşire

$$\beta_j = \frac{\sigma}{\alpha_j},$$

în care :

σ este deviaţia standard a funcţiei care dă probabilitatea de distribuţie a erorii ;

γ_{kj} — o funcţie pondere care indică efectul total al ieşirii elementului q_j asupra ieşirii finale r_k.

În cazurile complexe determinarea acestei funcţiuni pondere poate fi o operaţie anevoioasă. Din această cauză se recurge la determinarea acestor funcţii pe subgrupe care pot apărea în diferite canale ale sistemului. În acest caz notînd cu W_i ieşirea din subgrupă

$$\gamma_{ij} = \frac{Q_j}{W_i} \cdot \frac{\partial w_i}{\partial q_j}\bigg|_{\substack{W_i = W_i \\ q_j = Q_j}}.$$

Întrebuinţînd aceste funcţii, γ_{kj} din ecuaţia lui E_k se obţine din :

$$\gamma_{kj} = \Sigma \gamma_{ki} \cdot r_{ij}.$$

În sistemul din figura 2, se realizează prin elementele A, B. C :

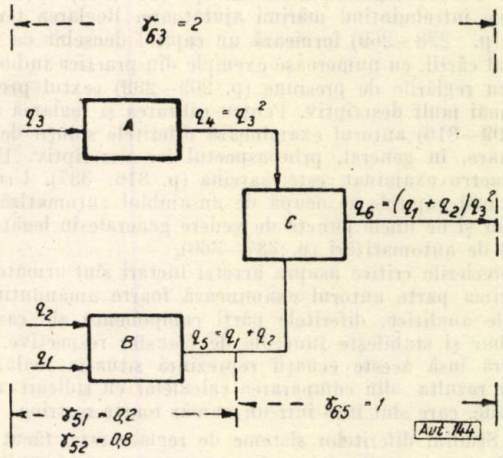


Fig. 2

operaţiile indicate prin notaţiile din figură.

Presupunînd că aceste elemente au erori de $\pm 0{,}2\%$ şi că debitele maxime de Q_1 şi Q_2 sînt în raport de 1/4 se obţine pentru funcţiile pondere valorile din figura 2, şi pentru eroarea totală :

$$E(r)_k \cong 3{,}2\%.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Iawor, T. B. *Estimating total Errors in Large Central Systems.* In : Control Engineering, oct 1963.

I. Papadache

RECENZII

P. Profos. **Reglarea centralelor cu abur** (Die Regelung von Damfanlagen). Berlin, Springer-Verlag, 1962, 364 pag. 320 fig. şi tabele.

Cartea este alcătuită din două părţi. În prima parte se studiază, din punctul de vedere al reglării, elementele componente ale cazanelor cu abur. Se începe cu caracteristicile dinamice ale sistemelor de alimentare cu combustibil, stabilindu-se funcţiile de transfer ale acestor procese parţiale (p. 1—48). În cazul alimentării cu combustibil solid această funcţie de transfer are caracterul unui timp mort. Pentru reglarea debitului unui combustibil lichid prin variaţia unui ventil sau a turaţiei unei pompe funcţia de transfer este de ordinul întîi ; dacă în acest caz se reglează şi presiunea de alimentaţie, această funcţie devine mai complicată, apărînd şi un polinom în s de ordinul întîi la numărător. În cazul combustibilului gazos, funcţia de transfer este reprezentată de raportul a două polinoame în s de ordinul doi. Studierea reglării nivelului (p. 48—63) se face atît pentru cazul unei structuri tubulare simple, pentru care funcţia de transfer are forma obişnuită de ordinul întîi, cît şi pentru exprimarea mai exactă a fenomenelor bazate pe considerarea unui fluid neomogen ; în acest din urmă caz, în funcţia de transfer apar polinoame în s şi la numărător. Problemele legate de amestecuri în diferite părţi ale cazanului (p. 63—82) duc la funcţii de transfer reprezentînd timpi morţi, elemente de ordinul întîi sau, în cazul admisiei aerului, la unele funcţii de transfer cu două constante de timp şi un timp mort. Caracteristicile dinamice ale arzătoarelor fac obiectul capitolului următor (p. 83—111). Funcţiile de transfer şi în acest caz pot avea forme complexe în care să apară polinoame de ordinul întîi la numitor şi numărător. Aceste funcţii sînt, din cauza complexităţii fenomenelor care au loc, stabilite numai în mod aproximativ. Cum era de aşteptat, de altfel, fenomenele dinamice de propagare a căldurii ocupă un loc important în lucrare (p. 111—152). Problemele tratate sînt următoarele : dinamica transmiterii căldurii prin suprafeţele de încălzire şi funcţiile de transfer respective, care sînt, în general, de ordinul întîi ; transmiterea căldurii în cazanele cu abur în regim staţionar şi dinamic ; ridicări experimentale ale curbelor de răspuns şi analiza acestor curbe. Stabilirea curbelor de răspuns ale preîncălzitorului şi supraîncălzitorului se face pe bază de calcul şi se ridică experimental (p. 152—171). Este de observat că pentru aceste părţi ale instalaţiei, funcţia de transfer cuprinde un timp mort şi un element integrator şi mai multe constante de timp. Această parte se încheie cu ridicări de caracteristici care permit stabilirea coeficienţilor din expresiile precedente.

Studierea ansamblului turbină-generator de abur este examinată pe scurt stabilindu-se funcţia de transfer care are în general la numitor un polinom de ordinul doi (p. 183—199). Această examinare se face în linii generale.

Studierea sistemelor de reglare pentru diferiţi parametri ai cazanelor cu abur începe cu capitolul 9. Se studiază la început elementele de măsură (p. 199—205), arătîndu-se că ele sînt elemente de ordinul întîi, cum este cazul traductoarelor de temperatură, avînd şi un timp mort. Regulatorul este studiat, din punctul de vedere al funcţiei de transfer, împreună cu elementul de execuţie, acesta din urmă fiind însă examinat şi separat (p. 205—217).

Partea cea mai importantă a lucrării din punctul de vedere al automatizării este partea a doua, care se ocupă de stabilirea sistemelor de reglare pentru diferiţii parametri ai cazanelor. Pentru reglarea nivelului (p. 219—228) se expun şi metode întrebuinţînd mărimi ajutătoare. Reglarea temperaturii (p. 228—269) formează un capitol deosebit de interesant al cărţii, cu numeroase exemple din practica industrială. Pentru reglările de presiune (p. 269—299) textul prezentat este mai mult descriptiv. Pentru calitatea şi reglarea arderii (p. 299—316) autorul examinează diferitele soluţii de automatizare, în general, prin aspectul lor descriptiv. Ultimul parametru examinat este sarcina (p. 316—337). Următoarele două capitole se ocupă de ansamblul automatizării cazanelor şi de unele puncte de vedere generale în legătură cu astfel de automatizări (p. 337—360).

Aprecierile critice asupra acestei lucrări sînt următoarele: în prima parte autorul examinează foarte amănunţit, prin calcule analitice, diferitele părţi componente ale cazanelor cu abur şi stabileşte funcţiile de transfer respective. În ce măsură însă aceste ecuaţii reprezintă situaţia reală, ar fi putut rezulta din compararea calculelor cu ridicări experimentale, care sînt însă într-un număr foarte restrîns.

— Studiul diferitelor sisteme de reglare este făcut într-o formă completă. Şi aici ar fi fost necesare mai multe date în ce priveşte alegerea caracteristicilor P, I şi D ale regulatorului, cum şi criteriile care stau la baza acestor alegeri.

— Influenţa reglării unui parametru asupra celorlalte sisteme de reglare nu este suficient examinată.

Lucrarea este folositoare inginerilor care se ocupă de automatizarea cazanelor de abur şi care doresc să aprofundeze problemele legate de această automatizare. În special pentru interpretarea ridicărilor experimentale, stabilirea analitică a diferitelor funcţii de transfer va constitui un ghid preţios.

I. Papadache

A. G. Saskov. **Oscilaţii în reţele cu termistoare.** Minsk, Editura Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Bieloruse, 1963, 148 pag., 57 ref. bibl., 5 anexe, 47 fig.

În această carte se studiază fenomenele oscilatorii care au loc în reţelele electrice cu termistoare. În legătură cu aceasta trebuie observat că pe plan mondial se remarcă de la an la an o creştere a numărului aparatelor de măsurare şi de reglare care cuprind în schema lor termistoare, pentru a se asigura o precizie mai mare în funcţionare. Utilizarea termistoarelor a devenit şi mai răspîndită în momentul în care, trecîndu-se de la tuburi la tranzistoare, problema reglajului temperaturii a devenit o necesitate imperioasă. Prima parte a lucrării se referă la metodele grafice de determinare a regimului staţionar care are loc în reţele cu termistoare. Plecînd de la caracteristica volt-amper a elementului considerat, se determină principalii parametri ai regimului staţionar.

În capitolul doi se studiază procesele tranzitorii. Din acest punct de vedere se începe cu definirea parametrilor dinamici ai termistoarelor şi se dau metode de construire a curbelor, cu ajutorul cărora pot fi studiate aceste mărimi care se determină şi experimental. Se dau elementele schemei echivalente ale unui termistor polarizat.

Capitolul trei se ocupă de fenomenele autooscilante în reţelele cu termistoare. Se studiază mai multe scheme simplificate, începîndu-se cu o schemă care cuprinde o sursă de energie, şi o supapă care face legătura dintre sursa de energie şi sistemul oscilant cu reacţie. Se scriu ecuaţiile diferenţiale care sînt integrate pentru mai multe cazuri. Astfel este abordat cazul oscilaţiilor de amplitudine mică şi se studiază grafic problema stabilităţii unui astfel de sistem. Se studiază, de asemenea, sisteme oscilante nesinusoidale. Rezultatele teoretice sînt comparate cu oscilograme ridicate experimental.

Se determină ciclurile limită ale unor sisteme autooscilante, lucrînd în diferite regimuri.

Ultimul capitol se referă la oscilaţiile întreţinute în reţelele cu termistoare. Se abordează problema oscilaţiilor de amplitudine mare, se arată cum poate fi ridicată cu osciloscopul catodic caracteristica volt-amper a unui termistor şi se trag concluzii asupra regimului de lucru al unui termistor polarizat.

În anexe se dau tabele cu caracteristici ale unor termistoare sovietice şi cu impedanţa operaţională la diverse circuite studiate — dipoli şi cvadripoli.

Metoda matematică de abordare a problemelor îmbină, în general, rezultatele analitice cu metodele grafice.

Lucrarea prezintă interes atît pentru cei care se ocupă de problemele generale ale teoriei oscilaţiei, cît şi pentru cei care utilizează termistoare în diferitele reţele de măsurare sau reglare.

E. Nicolau

DOCUMENTARE

Moatti, P. **Liniaritatea fotomultiplicatoarelor:** efectul curenţilor dinodelor (Linearité des photo multiplicateurs: effet des courants de dynodes). In: L'onde électrique, vol. *43*, nr. 436—437, iulie-august 1963, p. 787—793.

Amplificarea curentului catodic al unui fotomultiplicator nu poate fi liniară cu montajul clasic cu o singură sursă de tensiune înaltă şi cu capacităţi de decuplare, datorită efectului curenţilor dinodelor.

În articol se calculează variaţia potenţialelor dinodelor în sarcină şi distorsiunea amplificării care rezultă. Se propun două noi montaje stabilizatoare ale amplificării, utilizînd două surse de tensiune înaltă. Ieşirea se face pe anod sau pe o anumită dinodă. Aceste montaje dau o bună liniaritate în amplitudine şi frecvenţă.

Bliaux, J., Durand, J. P. şi Merard, R. **Catodul termoelectronic şi efectul magnetron** (Cathode tehrmoélectronique et effet magnetron). In: L'onde électrique vol. *43*, nr. 436—437, iulie-august 1963, p. 763—773.

Studiul diodelor termoelectrice cu plasmă, pentru conversia directă a energiei termonucleare în energie electrică, permite să se întrevadă într-un viitor apropiat utilizarea lor, în particular în domeniul spaţial.

Randamentul termodinamic global al acestor convertizoare este limitat, între alte cauze, de cîmpul magnetic produs de curentul catodic, care duce la o curbare a traiectorilor electronilor, o parte din curentul emis revenind pe suprafaţa catodului. Se pune deci problema ameliorării randamentului electric prin micşorarea efectului magnetron parazit.

În articol se studiază teoretic randamentul electric în funcţie de forma geometrică a catodului, pornind de la o relaţie simplă între randament şi mărimea inducţiei magnetice, verificată aproximativ.

Mayer, H. şi Berreby, L. **Contribuţii la studiul randamentului celulelor fotovoltaice solare cu siliciu** (Contribution à l'étude du rendement des cellules solaires photovoltaiques au silicium). In: L'onde électrique vol. *43*, nr. 436—437, iulie-august 1963, p. 781—786.

Se studiază direct cu ajutorul energiei solare randamentul celulelor solare fotovoltaice cu siliciu. Se stabilesc pe cale experimentală şi teoretică condiţiile randamentului optim al unei celule în funcţie de sarcină, apoi randamentul celulelor grupate în serie şi în paralel.

S-a găsit că montajul în serie permite o mai largă variaţie a rezistenţei de sarcină, fără a afecta sensibil randamentul.

Se studiază în sfîrşit randamentul celulei funcţie de lungimea de undă cu ajutorul unui sistem de filtru, găsindu-se un maxim pentru circa 7 000 Å şi o creştere accentuată a randa-

mentului în ultraviolet. S-au găsit randamente de 8—10% ale celulelor fotovoltaice solare cu Si, faţă de randamentele sub 1% ale celulelor fotovoltaice electrice obişnuite.

Brower, A. S. **Conducerea automată a unei linii întregi de laminare la cald.** In : Control Engineering, oct 1963, p. 57—61.

Se descriu amănunţit diferitele faze ale procesului, conduse cu un calculator GE 412, într-o uzină care produce 2 milioane tone de laminate anual. Programul de realizat este introdus în calculator prin cartele perforate şi cuprinde toate operaţiile care trebuie realizate sau supravegheate, începînd, de la introducerea ţaglelor în cuptor pînă la obţinerea produsului finit. Calculatorul este de tip numeric, avînd cuvinte de 20 cifre binare. Echipamentul primeşte aproximativ 200 semnale analogice şi 75 semnale numerice, şi controlează situaţia a aproximativ 250 contacte. Ca semnale de ieşire, calculatorul transmite aproximativ 300 contacte şi 150 semnale numerice.

Sînt descrise, întrebuinţînd numeroase scheme, diferitele faze ale procesului şi felul în care intervine calculatorul. Rezultatele obţinute au fost, în principal, următoarele : o reducere a deşeurilor cu 4 550 t pe an, datorită unui control al dimensiunilor şi o optimizare a lor, o reducere cu 35% a timpului pierdut prin reparaţii, o reducere de 10 000 t pe an la pierderile prin deşeuri şi o creştere de 333 ore de lucru anual, datorită creşterii vitezei operaţiilor.

Prin datele tehnice pe care le indică, articolul depăşeşte relatările obişnuite în acest domeniu în literatura de specialitate.

P.M.E.M. van der Grinten. **Determinarea posibilităţilor de a regla procesele tehnologice din industrie.** In : Control Engineering, octombrie 1963, p. 87—89.

Articolul se ocupă de posibilitatea teoretică de a reduce efectul perturbaţiilor în sistemele de reglare simple liniare şi cu testare. Aceste perturbaţii sînt de natură stohastică şi autorul admite ca o măsură a lor, un criteriu pătratic r^2. Această mărime se obţine făcînd diferenţa între valoarea medie pătratică $\overline{x}^2$ a perturbaţiei, raportată la punctul de intrare al mărimii de intrare i şi valoarea medie pătratică $\overline{h}^2$ a perturbaţiei reziduale care apare la intrarea elementului de măsură, diferenţă raportată la mărimea $\overline{x}^2$. În cazul $r^2 = 1$, rezultă o eliminare completă a efectului perturbaţiilor. În practică, valoarea acestei expresii este de obicei, pentru un sistem de reglare PID, cu 25% mai mică decît valoarea teoretică r^2.

Determinarea lui r^2 se bazează pe presupunerea dedusă din practică, şi anume că spectrul lui x^2 are un aspect comun tuturor proceselor şi este constant pînă la o frecvenţă ω_0, apoi scade cu 6 dB pe octavă pentru frecvenţele mai mari. Se determină apoi ω_0 pentru diferite procese. De asemenea, se determină valoarea minimă admisibilă pentru r.

Articolul este important prin faptul că expune un punct de vedere nou în domeniul determinării caracteristicii optime a regulatoarelor.

P.M.E.M. van der Grinten. **Determinarea optimă a parametrilor unui regulator.** In : Control Engineering, decembrie 1963, p. 51—56.

În acest articol se aplică în determinarea parametrilor reglabili ai unui regulator consideraţiile autorului din articolul comentat mai sus, şi anume se întrebuinţează pentru aceasta coeficientul r de controlabilitate a sistemului. Pentru aceasta se pleacă de la funcţia de transfer a sistemului complet, care cuprinde şi funcţia de transfer Y_r a regulatorului. În practică, se ţine seamă că acest coeficient este în medie 0,75% din valoarea lui teoretică. În funcţie de diferitele valori obţinute pentru r în procesele studiate, se deduce funcţia de transfer ideală Y_r a regulatorului care ar trebui să intre în funcţia de transfer a sistemului în ansamblu. Deoarece regulatoarele industriale sînt de tipul PID, se determină parametrii V_r, T_i şi T_d în funcţie de r, care apropie cel mai mult regulatorul real de cel ideal. Se dau şi date obţinute experimental.

În acest domeniu, de altfel foarte mult cercetat din cauza importanţei lui practice, articolul aduce puncte de vedere noi.

Glary, P. I. **Aparate electrice pentru măsurarea umidităţii.** În : Control Engineering, decembrie 1963.

Pentru automatizarea a numeroase procese industriale, în care se manipulează materiale solide nemetalice, este necesară cunoaşterea conţinutului de umiditate. În cele mai multe cazuri, aparatele care măsoară acest parametru sînt bazate pe modificarea unei caracteristici electrice a materialului considerat. Cele mai întrebuinţate sînt bazate pe măsurarea rezistivităţii şi constantei dielectrice. Măsurările pe bază de rezistenţă nu sînt aplicabile pentru valori foarte mici ale umidităţii sau în cazurile în care apar pelicule de apă pe suprafaţa materialului. În cazul cînd se întrebuinţează constanta dielectrică, măsurările se fac, de preferinţă, la frecvenţe înalte. Precizia măsurării în practică depinde de înlăturarea a numeroase surse de erori, încît cu greu se poate obţine, chiar cu precauţii deosebite, o eroare mai mică decît ±0,5%.

Interesul deosebit al articolului îl trezeşte tabela cu 12 grupe de astfel de aparate, tabelă în care se indică caracteristicile principale ale aparaturii fabricate în Anglia.

Choudhury, J. K. şi Bhattachayya, S. N. **Transformator de tensiune constantă cu mici distorsiuni** (Low-distortion constant-voltage transformer). In : Industrial electronics, vol. *1*, nr. 10, iulie 1963, p. 534—538.

Transformatoarele de tensiune constantă sînt stabilizatoare de tensiune alternativă robuste şi ieftine, cu o proiectare simplă, utilizate curent pentru puteri pînă la 10 kVA. Stabilitatea obţinută uzual este de ordinul ±1% pentru variaţii de ±10% ale tensiunii de intrare. Această stabilitate, suficientă pentru numeroase aplicaţii, este prea mică pentru măsurările electrice de precizie. Un defect important al transformatoarelor de tensiune constantă din punctul de vedere al aplicaţiilor în măsurările electrice îl constituie distorsionarea puternică a formei de undă datorită utilizării unei reactanţe saturabile, distorsiunile pînă la 25% fiind normale pentru tipurile curente.

Filtrele şi alte tipuri de circuite utilizate pentru reducerea distorsiunilor în echipamentul uzual reduc distorisiunile pînă la 5%.

În articol este descris un stabilizator de tensiune alternativă de 220 V, 250 VA, funcţionînd la 50 Hz, a cărui ten-

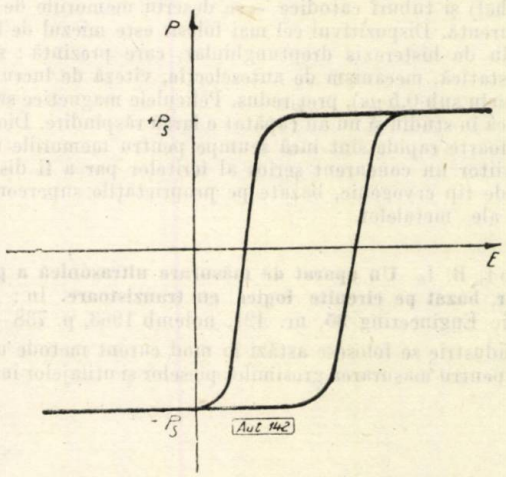


Fig. 1

siune de ieşire variază cu ± 0,2% la fluctuaţii de ±15% ale intrării, conţinutul total de armonice fiind sub 1%.

Autorii consideră că dispozitivul ar putea fi utilizat ca un bun stabilizator pentru măsuri electrice de precizie, ieftin şi

simplu. Dispozitivul constă în transformatorul de tensiune constantă, filtrele rezonante serie pentru armonice şi un circuit electronic extractor de armonice.

Wieder, M. H. şi Clawson, A. R. **Proprietăţile de comutaţie ale colemanitei feroelectrice polarizate.** In: Solid-state electronics, vol. *6*, nr. 3, mai-iunie 1963, p. 255–260.

Studiul unor mostre clivate dintr-un monocristal de colemanită a arătat că acestea prezintă proprietăţi feroelectrice şi că apare o polarizaţie permanentă orientată după o direcţie privilegiată de anizotropie electrică, rezultînd un ciclu de histerezis electric asimetric.

La o grosime de circa 0,2 mm şi la o temperatură de $-7°C$ s-a măsurat o polarizare spontană a mostrelor $P_s = 0{,}16$ $\mu C/cm^2$.

La aplicarea unui impuls pozitiv, elementul se comută în starea astabilă de polarizaţie $+P_s$, iar la dispariţia cîmpului extern revine în starea iniţială de polarizaţie remanentă $-P_s$, dispozitivul avînd o comportare de monostabil. Parametrii curentului tranzitoriu de comutaţie sînt, principial, funcţii numai de cîmpul intern. Aplicînd însă un impuls secundar în timpul revenirii dispozitivului, se produce o superpoziţie a curenţilor datorită cîmpurilor intern şi extern şi o modificare a direcţiei de creştere a domeniilor feroelectrice.

Ciclul histerezis poate fi simetrizat prin aplicarea unui cîmp exterior de 5 kV/cm orientat corespunzător.

Barraclough, L. M., **O trecere în revistă a sistemelor folosite în dispozitivele de memorie.** In: British Commun. and Electr., nr. 12, dec 1963, p. 920–925.

Poziţia puternică pe care şi-au cîştigat-o maşinile electronice de calcul în toate domeniile se datoreşte în special capacităţii lor de prelucrare rapidă a datelor. Creşterea vitezei de lucru a acestora n-a fost şi nu este nici astăzi limitată de dispozitivele electronice care efectuează operaţii logice, ci de dispozitivele de memorie, de timpul de „înscriere" şi „citire" a datelor înmagazinate în memorie.

Calităţile unei memorii sînt determinate de următorii parametri: capacitate, siguranţă de funcţionare, timp de acces şi cost, care satisfac relaţia: capacitatea × siguranţa/timp de acces × cost = const. De obicei se combină memorii rapide de capacitate mică cu memorii lente de capacitate mare.

Elementele de memorie se împart în două categorii: stabile static (feritele) şi stabile dinamic (diodele-tunel).

După trecerea în revistă a sistemelor folosite în primele maşini de calcul — linia de întîrziere (cu mercur sau sîrmă de nichel) şi tuburi catodice — se descriu memoriile de folosire curentă. Dispozitivul cel mai folosit este miezul de ferită cu ciclu de histerezis dreptunghiular, care prezintă: stabilitate statică, mecanism de autoselecţie, viteză de lucru ridicată (ciclu sub 0,5 μs), preţ redus. Peliculele magnetice subţiri sînt încă în studiu şi nu au căpătat o largă răspîndire. Diodele-tunel foarte rapide sînt încă scumpe pentru memoriile mari.

În viitor un concurent serios al feritelor par a fi dispozitivele de tip cryogenic, bazate pe proprietăţile superconductoare ale metalelor.

Elliot, B. L. **Un aparat de măsurare ultrasonică a grosimilor, bazat pe circuite logice cu tranzistoare.** In: Electronic Engineering **35**, nr. 421, noiemb 1963, p. 738–741.

În industrie se folosesc astăzi în mod curent metode ultrasonice pentru măsurarea grosimilor pieselor şi utilajelor inaccesibile pe ambele părţi. Aparatura este în general destul de complicată, fiind de obicei destinată şi detectării defectelor în materiale şi cere un operator cu calificare ridicată.

În articol se descrie un aparat realizat în acest scop — numai pentru măsurări de grosimi — mic, uşor, simplu, alimentat la baterii, cu performanţe superioare celor existente şi care poate fi folosit, fără prea multă experienţă, în domeniul încercărilor ultrasonice.

Principiul de funcţionare este asemănător celui de la aparatele uzuale: excitarea unui cristal de titanat de bariu printr-un impuls produs de un redresor cu siliciu comandat-transmiterea semnalelor ultrasonice produse în piesa studiată, recepţionarea semnalului reflectat şi măsurarea duratei de parcurgere dus-întors, proporţională cu grosimea piesei.

Spre deosebire de sistemele obişnuite durata nu se măsoară cu ajutorul unui sistem oscilografic, ci, mai simplu, prin circuite logice cu tranzistoare care acţionează un instrument indicator de durată.

S-au măsurat grosimi minime de 0,5 mm şi maxime de 2,5 m cu o precizie de 0,07 mm.

Lyon-Caen, M. R. **Încălzirea şi răcirea dispozitivelor semiconductoare folosite în maşinile de calcul electronice.** In: Bull. Societé Franc. Electr. IV, nr. 46, oct 1963, p. 601–618.

Experienţa şi studiile făcute asupra încălzirii şi răcirii dispozitivelor semiconductoare permit astăzi folosirea lor mai eficientă la maşinile de calcul electronice.

În articol se analizează cauzele fizice care limitează folosirea dispozitivelor semiconductoare. După studierea factorilor care determină temperatura maximă de utilizare a cristalelor se dau definiţiile capacităţii termice şi rezistenţei termice a unui dispozitiv semiconductor. Se studiază răspunsul termic al unui tranzistor în regim staţionar şi la impulsuri de diferite forme. Se analizează încălzirea şi ambalarea termică a tranzistoarelor saturate.

În încheiere se arată metodele de măsurare a temperaturii joncţiunilor şi încălzirii tranzistoarelor. Se dau numeroase curbe, rezultate ale măsurărilor efectuate.

Pe baza datelor expuse utilizatorul dispozitivelor semiconductoare în regim de comutaţie poate folosi performanţele lor maxime.

Lewis, R. **Circuite logice cu tranzistoare în contratimp.** In: Semiconductor Products, nr. 9, sep 1963, p. 24–31.

A fost elaborat un circuit logic cu tranzistoare complementare în care colectoarele celor două tranzistoare sînt legate împreună, sugerînd o analogie cu circuitele amplificatoare în contratimp. Într-o astfel de celulă, unul dintre tranzistoare este blocat, iar celălalt lucrează la saturaţie. Cuplajul dintre celule se realizează prin diode.

Circuitul permite un număr mare de intrări şi ieşiri, are un consum de energie redus şi o viteză limitată numai de performanţele tranzistoarelor utilizate. Modulul poate realiza fie funcţia logică NICI, fie funcţia SI NU, ceea ce într-un sistem permite reducerea numărului de elemente necesare.

În articol se dau considerente de proiectare şi se analizează cazul cel mai defavorabil de lucru. Se stabileşte că pentru un domeniu larg de temperaturi trebuie să fie folosite pentru cuplaj, sau diode inverse, sau surse de alimentare cu tensiune variabilă cu temperatura. Se dau rezultatele experimentărilor.

CRONICĂ

Cercul de automatică al Institutului politehnic—Bucureşti

La Institutul politehnic-Bucureşti, pe lîngă Catedra de automatică, începînd de la 1 octombrie 1963, funcţionează un cerc de comunicări ştiinţifice de automatică.

În cadrul cercului, care ţine şedinţe lunare, se prezintă comunicări ale cadrelor didactice din I.P.B. şi din alte institute tehnice de învăţămînt superior asupra temelor de cercetare ştiinţifică pe care le au în studiu în domeniul automaticii şi tehnicii calculului.

Comunicări în cadrul cercului pot face şi inginerii specialişti din institutele de studii, cercetări, proiectări, cum şi din întreprinderile industriale care desfăşoară o activitate ştiinţifică în aceste domenii.

Referatele prezentate au un deosebit caracter original tehnico-ştiinţific, menit să contribuie la dezvoltarea cercetărilor în domeniul automaticii din ţara noastră. Pînă în prezent s-au prezentat un număr însemnat de referate,printre care citäm: „Modelarea forajului de adîncime"; „Releul de impedanţă tranzistorizat"; „Automatizarea complexă a centralelor hidroelectrice; „Generator de funcţii pătratice analogic tranzistorizat" etc.

Ţinînd seamă de faptul că este singurul cerc de comunicări tehnico-ştiinţifice în domeniul automaticii şi tehnica calculului din ţara noastră, conducerea cercului invită, pe această cale, toate persoanele care doresc să prezinte rezultatele teoretice şi experimentale ale lucrărilor de cercetare să se adreseze conducerii cercului la următoarea adresă:

Institutul politehnic — Bucureşti, Str. Polizu nr. 1, Raionul 30 Decembrie, Catedra de automatică — pentru Cercul de automatică — sau telefonic, la nr. 16.20.99.

De asemenea, se aduce la cunoştinţă că participarea la şedinţele cercului este deschisă tuturor acelora care se interesează de problemele tehnico-ştiinţifice ale automaticii şi tehnicii calculului.

S. Florea

LEIPZIG — 1964

Tîrgul de primăvară de la Leipzig (1—10 martie 1964) constituit o trecere în revistă a realizărilor celor mai importante ramuri industriale din 63 ţări ale lumii. La această competiţie internaţională, organizată sub lozinca „Progresul tehnic în slujba comerţului liber", au participat reprezentanţi ai diferitelor organizaţii comerciale, experţi, oameni de afaceri din 90 de ţări.

La Tîrgul de primăvară de la Leipzig din acest an, s-a pus accent pe produse ale industriei constructoare de maşini, chimice, electrotehnice, a aparatelor de măsură.

Cea mai mare parte din suprafaţa tîrgului a fost ocupată de pavilioanele ţărilor socialiste: Uniunea Sovietică, R. P. Bulgaria, R. S. Cehoslovacă, Cuba, R. S. F. Iugoslavia, R. P. Polonă, R. P. Ungară. Larg reprezentate (prin expoziţii sau birouri de informaţii) au fost şi numeroase firme din ţările occidentale ca: S.U.A., Anglia, Franţa, Germania occidentală. De asemenea, participarea statelor din Africa, Asia şi AmericaLatină a fost mai mare decît în anii precedenţi.

Caracteristicile generale ale exponatelor din acest an au fost următoarele:

— posibilităţile de automatizare a proceselor tehnologice, ţinîndu-se seamă de gradul de rentabilitate;

— extinderea cîmpului de întrebuinţare a maşinilor-unelte obişnuite prin folosirea unor dispozitive anexe şi prin posibilitatea automatizării lor;

— posibilitatea transformării maşinilor simple în elemente pentru benzi automate.

Produsele prezentate de ţările socialiste au atras atenţia vizitatorilor prin înalta calitate şi larga lor varietate. Printre acestea au fost maşinile-unelte cu programare electronică şi agregatele automate din pavilionul Uniunii Sovietice.

Pavilionul Republicii Populare Romîne s-a evidenţiat prin numeroasele produse noi ale industriei constructoare de maşini, pe care le-a cuprins. La intrarea în pavilion a fost expus un grup de maşini-unelte pentru prelucrarea metalelor, printre care strungul carusel, cu diametrul de 1 250 mm, freza universală FU-1, strungul SN-320 etc. Printre exponatele ţării noastre au mai putut fi văzute maşini pentru prelucrarea lemnului, maşini textile, camioane, tractoare U-65 şi altele. Un viu interes a trezit microscopul universal de cercetare MC-1, care a fost apreciat pentru performanţele sale tehnice.

O impresie deosebită asupra vizitatorilor tîrgului a făcut-o instalaţia de foraj 3-SH-200 pentru forarea pînă la 5 000 m, căreia i s-a acordat medalia de aur la acest tîrg (realizare a colectivului uzinei „1 Mai" Ploieşti). În pavilionul ţării noastre a fost expusă şi locomotiva Diesel electrică, construită de Uzinele „Electroputere"—Craiova, în colaborare cu alte fabrici şi uzine din ţară.

Pavilionul romînesc, conceput în stil naţional, a fost vizitat zilnic de delegaţii guvernamentale, personalităţi politice, reprezentanţi ai diferitelor firme comerciale, cunoscuţi oameni de afaceri, tehnicieni şi specialişti din diferite ţări ale lumii.

Cu ocazia acestui tîrg, s-a dovedit înalta calitate a produselor romîneşti.

Tendinţa de mecanizare, automatizare şi modernizare care s-a observat la exponatele tîrgului de primăvară de la Leipzig are ca scop fabricarea produselor cu cea mai mare precizie posibilă, cu minimum de efort şi cu maximum de randament.

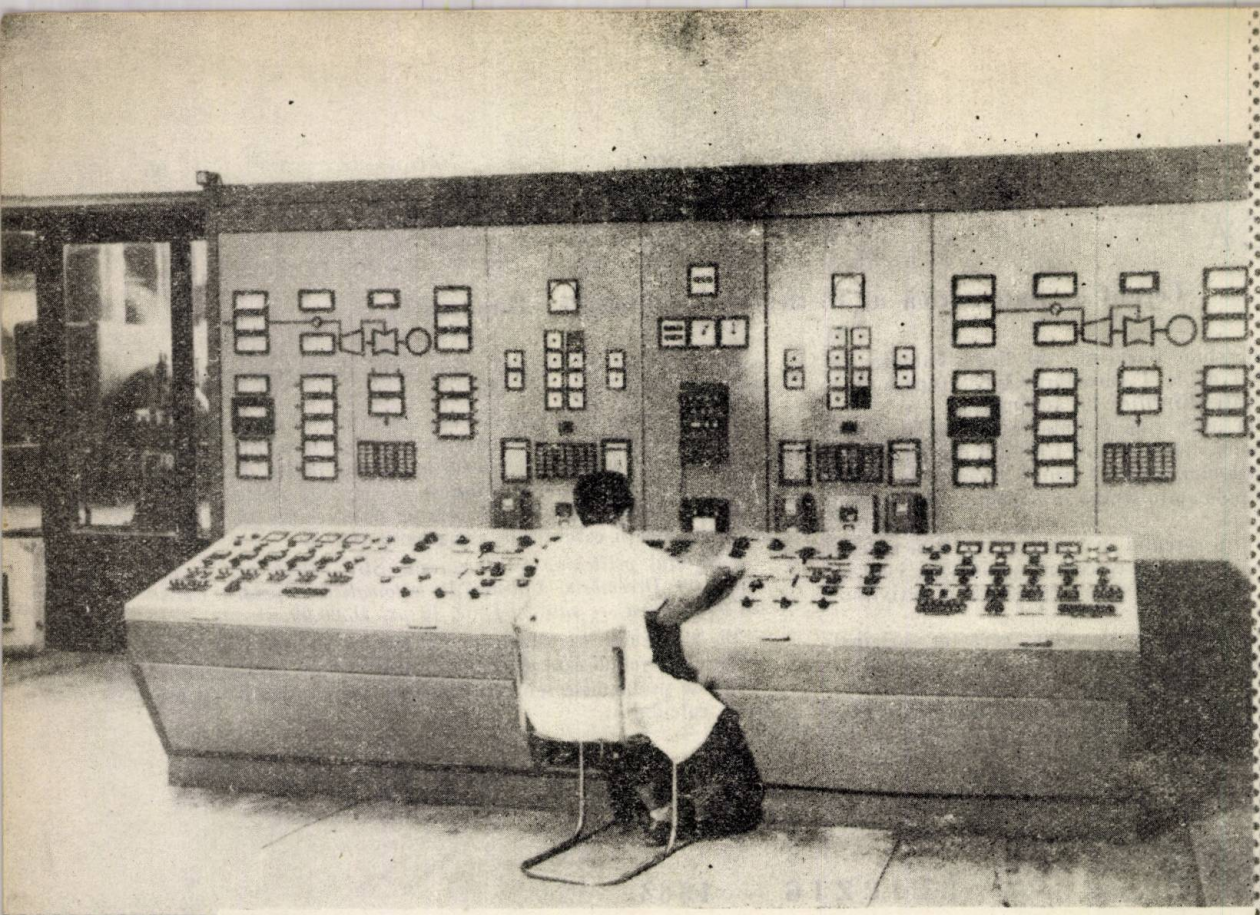
COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil; ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIŞAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3 Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la Administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tirif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informaţia", Str. Brezoianu nr. 23 — 25. Bucureşti, c. 1706.

40545

MŰSZAKI KÖNYVTÁRFŐOSZTÁLY MŰSZAKI KÖZPONTI KÖNYVTÁR



REGULA

REGULA APARATE DE MĂSURĂ ȘI REGLAJ

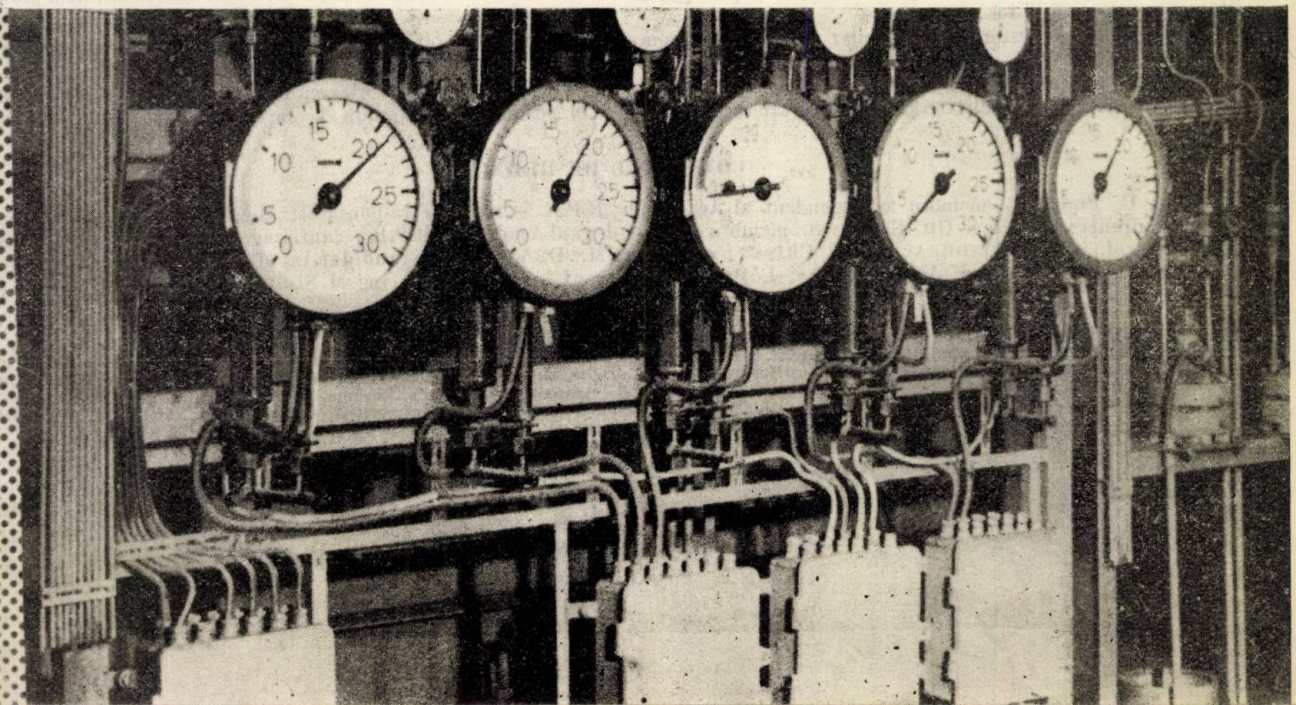
pentru controlul automat și comanda la distanță a proceselor de fabricație în toate ramurile industriale, în special în siderurgie, în energetică, în industria chimică și alimentară și altele asemănătoare.

Furnizăm: **Aparate pentru reglaj electronic prin regulator central PID**
Aparate pentru sistemul de reglaj pneumatic 0,2 — 1 kg/cm²
Aparate pentru reglaj hidraulic
Aparate pentru reglajul circuitelor simple, manostate, termostate, regulatoare cu clapă și altele asemănătoare

Exportă:

KOVO — PRAGA — CEHOSLOVACIA

Importă: TEHNOIMPORT, STRADA DOAMNEI, Nr. 5 — BUCUREȘTI



REGULA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.643.2–523.2.001.24:622.323

NESTORESCU, D.:

Ряд вопросов автоматизации питания рабочим агентом скважин, эксплуатируемых непрерывным искусственным фонтанированием.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 49–55

В статье излагаются результаты полученные в СССР в области автоматизации скважин эксплуатируемых методом непрерывного искусственного фонтанирования, с помощью рабочего агента. Исходя из дифференциальных уравнений магистрального трубопровода и трубопроводов для питания, установленных советскими авторами Е. М. Наджафовым и А. А. Абдуллаевым, автор приводит ряд теоретических соображений, для того чтобы доказать целесообразность этого технического решения.

ДК 621.317.39.084.2

RACOVEANU, N.:

Датчики ряда механических величин с двухпараметровым измерительным элементом LC.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 56–60

Описываются датчики мощности, давления, ускорения, момента вращения, осуществленные с помощью двухпараметрового измерительного элемента LC. Наряду с искусственным увеличением чувствительности, эти датчики обеспечивают возможность численной регистрации высокой точности. Наиболее интересные результаты, полученные с помощью этих датчиков, относятся к анализу ряда транзисторных процессов в установках, в которых изучение этой категории механических величин представляет значительный интерес.

ДК 621.395.646:647.1.001.14

COMĂNESCU, V.:

Проектирование повторителя на эмиттере в качестве элемента для статических коммутационных схем.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 60–65

Приводятся классические схемы повторителей на эмиттере, причем показан способ их проектирования. Предлагается новый тип повторителя на эмиттере для работы при напряжении 24 в и описываются схема, способ расчета и экспериментальные результаты. Благодаря предлагаемой цепи повторитель на эмиттере может работать в качестве идеального коммутационного статического элемента, отличаясь тем преимуществом, что количество элементарных логических нагрузок, связанных у его входа, может быть удвоено по сравнению с обычной схемой.

ДК 621.316.722.1–523.2:621.385.2.13

MILLEA, A.:

Об условиях оптимальной работы параметрических стабилизаторов напряжения с диодами Зенера.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 66–72

Рассматриваются два вопроса, связанные с проектированием параметрических стабилизаторов напряжения на диодах Зенера, не упоминаемые или лишь вкратце рассматриваемые в специальной литературе: выбор значений тока, проходящего через диоды Зенера и промежуточных напряжений на многокаскадных стабилизаторах. Показано, что существуют оптимальные значения этих величин, обеспечивающие максимальный коэффициент стабилизации. Вместе с тем приводятся методы проектирования однокаскадных и двухкаскадных стабилизаторов напряжения.

ДК 621–525:518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. и GĂBURICI, V.:

Пневматические элементы, используемые в технике аналогичного и численного исчисления.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 73–79

ДК 621.389–52/53.002.6(498)

PREDOI, A. и HUHULESCU, M.:

Электрическая аппаратура для автоматических установок, осуществленная в виде единых серий.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 2, стр. 80–87

Новости ● Рецензии ● Документация ● Хроника

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.643.2–523.2.001.24:622.323

NESTORESCU, D.:

Einige Probleme im Zusammenhang mit der Automatisierung der Arbeitsmittelzufuhr bei kontinuierlichen Gaslift-Sonden.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 49–55

Im Aufsatz werden die in der UdSSR erzielten Ergebnisse im Bereich der automatischen Arbeitsmittelzufuhr bei Sonden mit kontinuierlicher Gasliftföderung dargelegt. Von den Differentialgleichungen der Hauptleitung und der Versorgungsleitungen ausgehend, die von den sowjetischen Verfassern E. M. Nadshafow und A. A. Abdulajew aufgestellt wurde, theoretisiert der Verfasser diese Idee, um die Nützlichkeit der dargelegten technischen Lösung zu unterstreichen.

DK 621.317.39.084.2

RACOVEANU, N.:

Übertrager für mechanische Grössen mit biparametrischen LC-Messelement.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 56–60

Der Verfasser beschreibt Übertrager für Kräfte, Druck, Beschleunigung und Verdrehungsmoment, die mit Hilfe von biparametrischen LC-Messelementen verwirklicht wurden. Diese Übertrager gewährleisten, ausser einer wesentlichen Steigerung der Empfindlichkeit, auch die Möglichkeit von numerischen Registrierungen hoher Präzision. Die interessantensten, mit Hilfe dieser Übertrager erzielten Ergebnisse, beziehen sich auf die Analyse von Übergangsprozessen in Anlagen, wo das Studium dieser Kategorie von mechanischen Grössen wichtig ist.

DK 621.395.646:647.1.001.14

COMĂNESCU, V.:

Das Entwerfen des Verstärkers am Emitron als Element der Schaltung für statische Stromwendung.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 60–65

Es werden die klassischen Schaltungen für Verstärker am Emitron und die Art und Weise ihres Entwerfens dargelegt. Ferner wird der neuer Typ eines solchen Verstärkers für eine Arbeitsspannung von 24 V vorgeschlagen und die Schaltung, die Berechnungsweise und die experimentelen Ergebnisse angegeben. Durch die vorgeschlagene Schaltung arbeitet der Verstärker am Emitron als ein ideales Element der statischen Stromwendung und weist den Vorteil auf, dass die Zahl der elementaren logischen Belastungen am Ausgang im Vergleich zur gewöhnlichen Montage verdoppelt werden können.

DK. 621.316.722.1–523.2:621.385.2.13

MILLEA, A.:

Im Zusammenhang mit den optimale Betriebsbedingungen der parametrischen Spannungsstabilisatoren mit Zener-Dioden.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 66–72

Es werden zwei Probleme im Zusammenhang mit dem Entwerfen der parametrischen Spannungsstabilisatoren mit Zener-Dioden geprüft, die in der Fachliteratur nicht erwähnt oder nur oberflächlich behandelt werden: die Auswahl des Stromwertes durch Zener-Dioden und der Intermitärspannungen bei mehrstufigen Stabilisatoren. Es wird darauf hingewiesen, dass optimale Werte dieser Grössen bestehen, die einen maximalen Stabilisierungsfaktor gewährleisten. Ferner wird die Projektierungsweise der ein-bzw. zweistufigen Spannungsstabilisatoren dargelegt.

DK 621–525:518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. und GĂBURICI, V.:

Pneumatische Elemente in der Technik der analogen und numerischen Berechnungen.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 73–79

Im Aufsatz werden die wichtigsten pneumatischen Elemente und Vorrichtungen beschrieben, die auf Grund des Prinzips der mechanischen Verschiebungen und der Wechselwirkung der Luftstrahlen gebaut und in der Technik der analogischen und numerischen Berechnung verwendet werden.

DK 621.389–52/53.002.6(498)

PREDOI, A. und HUHULESCU, M.:

Einheitsserien gebaute Apparatur für Automatisierungsanlagen.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 2, S. 80–87

Im Aufsatz wird die in der RVR gebaute elektrische Schwachstromapparatur für elektrische Steuerungssysteme der Automatisierungsschaltungen beschrieben.

Neuheiten ● Buchbesprechungen ● Dokumentation ● Chronik

SOMMAIRE

CD 621.643.2 – 523.2.001.24 :622.323

NESTORESCU, D. :

Quelques problèmes concernant l'automatisation de l'alimentation avec agent actif des sondes qui sont en éruption artificielle continue.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 49–55

On expose les résultats obtenus en U.R.S.S. dans le domaine de l'automatisation de l'alimentation avec agent actif des sondes qui sont en éruption artificielle continue. En prenant pour base les équations différentielles de la conduite magistrale et des conduites d'alimentation, équations établies par les auteurs soviétiques E. M. Nadjafov et A. A. Abdulaev, l'auteur fait une étude théorique pour démontrer l'utilité de cette solution technique.

CD 621.317.39.084.2

RACOVEANU, N. :

Traducteurs de certaines grandeurs mécaniques réalisés à l'aide de l'élément de mesure biparamétrique LC.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 56–60

On décrit des traducteurs pour force, pression, accélération, moment de torsion, réalisés à l'aide de l'élément de mesure biparamétrique LC. Ces traducteurs assurent non seulement une augmentation substantielle de la sensibilité, mais encore la possibilité d'un enregistrement numérique de haute précision. Les résultats les plus intéressants obtenus avec ces traducteurs ont trait à l'analyse de certains processus transitoires dans les installations où l'étude de cette catégorie de grandeurs mécaniques présente une importance particulière.

CD 621.395.646 :647.1.001.14

COMĂNESCU, V. :

L'établissement du projet pour le répéteur sur émetteur comme élément dans les schémas de commutation statique.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 60–65

L'auteur présente les schémas classiques de répéteurs sur émetteur et explique l'établissement de leur projet; il propose un nouveau type de répéteur pour les tensions de 24 V et donne le schéma, le calcul et les résultats expérimentaux. Selon le circuit proposé, le répéteur sur émetteur fonctionne comme un élément idéal de commutation statique et a l'avantage que le nombre des charges logiques élémentaires situées à sa sortie peut être doublé par rapport au montage commun.

CD 621.316.722.1 – 523.2 :621.385.2.13

MILLEA, A. :

Sur les conditions de fonctionnement optimum des stabilisateurs paramétriques de tension à diodes Zener.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 66–72

On examine deux problèmes concernant l'élaboration du projet pour les stabilisateurs paramétriques de tension à diodes Zener, qui ne sont pas mentionnés ou sont traités sommairement dans la littérature technique : le choix de la valeur du courant qui passe par les diodes Zener et des tensions intermédiaires pour les stabilisateurs à plusieurs étages. On démontre qu'il y a des valeurs optima de ces grandeurs qui assurent un facteur maximum de stabilisation. On indique, en même temps, des méthodes pour établir les projets des stabilisateurs de tension à un ou à deux étages.

CD 621 – 525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. et GĂBURICI, V. :

Éléments pneumatiques employés dans la technique du calcul analogique et numérique.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 73–79

On présente les principaux éléments et dispositifs pneumatiques construits selon le principe des déplacements mécaniques et de l'action réciproque des jets d'air, et employés dans la technique du calcul analogique et numérique.

CD 621.389 – 52/53.002.6(498)

PREDOI, A. et HUHULESCU, M. :

Appareillage électrique pour installations d'automatisation, réalisé en séries unitaires.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 80–87

On décrit l'appareillage électrique de basse tension réalisé en Roumanie et utilisé dans les systèmes de commande électrique qui font partie des schémas d'automatisation.

Actualités • Comptes rendus • Documentation Chronique

CONTENTS

DC 621.643.2 – 523.2.001.24 :622.323

NESTORESCU, D. :

Some problems concerning the automation of working agent feeding of continuous gas-lift wells.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 49–55

The article presents the results obtained in the U.S.S.R. in automatizing the working agent feeding of continuous gas-lift wells. Starting from the differential equations of the main and feed pipes established by E.M. Nadjafov and A. A. Abdulaev, the author makes some theoretical considerations substantiating the utility of this technical solution.

DC 621.317.39.084.2

RACOVEANU, N. :

Transducers of some mechanical quantities with a biparametric LC measuring element.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 56–60

One describes some transducers for force, pressure, acceleration, torsion moment, achieved by means of the biparametric LC measuring element. In addition to their substantially increased sensitivity, these transducers are capable of highly accurate numerical recordings. Most interesting results have been obtained with such transducers in analysing some transitory processes in installations where the study of this category of mechanical quantities is significant.

DC 621.395.646 :647.1.001.14

COMĂNESCU, V. :

Designing the repeater on emitter as an element in statie switching schemes.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 60–65

After presenting the classical schemes for repeaters on emitters and the way they should be designed, one proposes a new type of repeater on emitter for working at 24 voltages, giving the scheme, way of calculating and experimental results. In the suggested circuit, the repeater on emitter acts as an ideal static switching element with the advantage that the number of elementary logical charges connected at its outlet may be doubled as compared to usual circuits.

DC 621.316.722.1 – 523.2 :621.385.2.13

MILLEA, A. :

Concerning the optimum working conditions of parametric voltage stabilizers with Zener diodes.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 66–72

The author analyses two problems connected with the designing of parameter voltage stabilizers with Zener diodes which are not mentioned or briefly discussed in the literature, namely the choice of the current value through Zener diodes and of intermediary voltages in pluristaged stabilizers. After emphasizing the existence of some optimum values for these magnitudes ensuring a maximum stabilization factor, one describes some methods of designing one stage and two-stage voltage stabilizers.

DC 621 – 525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. and GĂBURICI, V. :

Pneumatic elements used in the technique of analogical and digital calculus.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 73–79

One presents the main pneumatic elements and devices built on the basis of the principle of mechanical displacements and air jet interaction used in the technique of the analogical and digital calculus.

DC 621.389 – 52/53.002.6(498)

PREDOI, A. and HUHULESCU, M. :

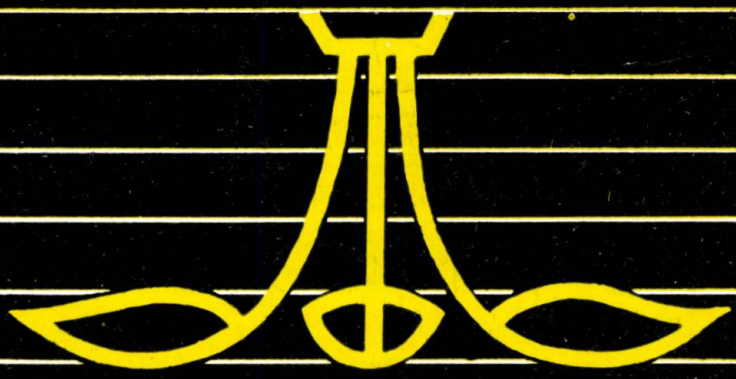
Electrical apparatus for automation installations achieved in unitary series.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 2, p. 80–87

A description of the rumanian-made low tension electrical equipment designed for electrical control system in automation schemes.

News • Reviews • Documentation • Chronicle

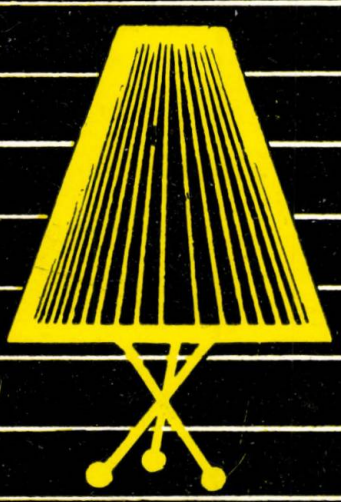
MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

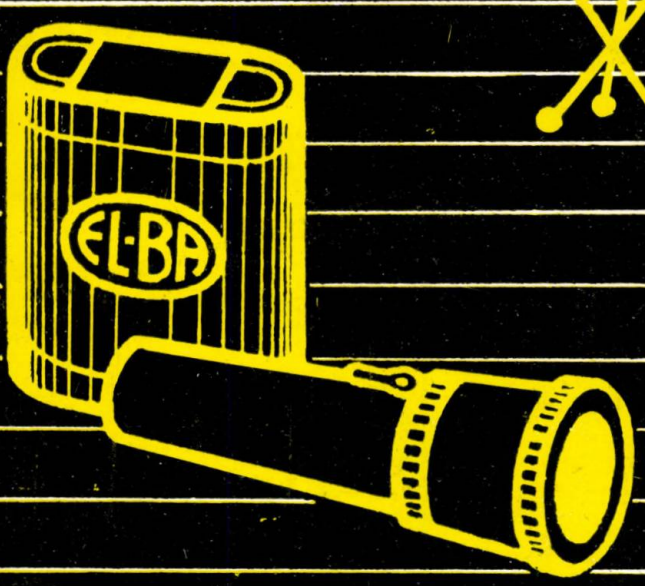


EL-BA

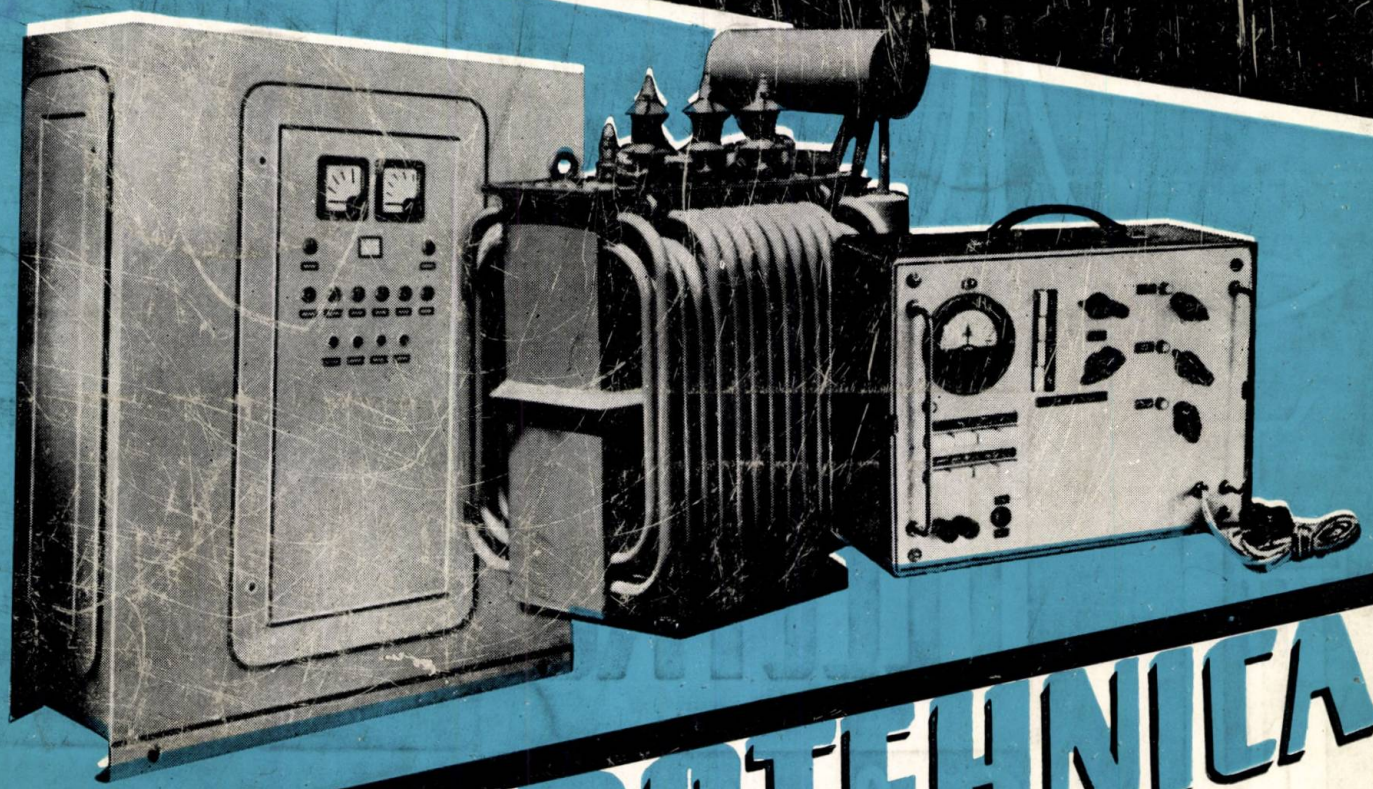
ELECTRO-BANAT

fabrică:





- Candelabre
- Accesorii pentru candelabre
- Lămpi pentru noptiere
- Dulii
- Lanterne
- Aparataj de joasă tensiune
- Baterii
- Pile electrice
- Corpuri de iluminat pentru vehicule
- Aparataj pentru vehicule



ELECTROTEHNICA

Aparat Pantostat

$U = 110 - 220$ V ; $P = 50$ W ; $f = 2 - 180$ Hz.

Tablou de comandă pentru concasoare giratorice tip TCCG — exterior

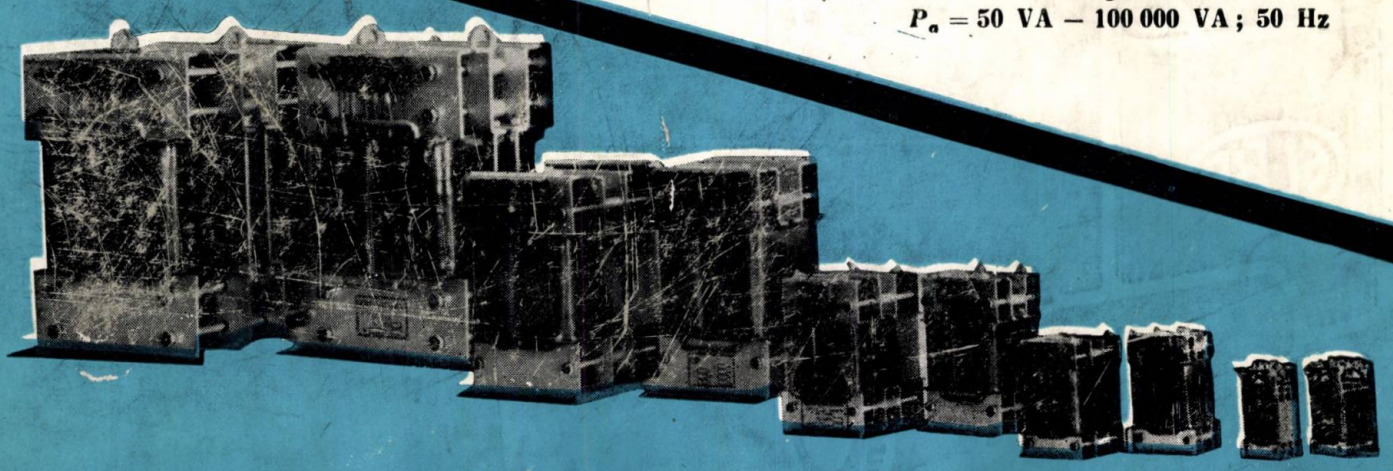
$U = 500/380/220$ V ; $P = 62$ kW.

Transformator trifazat de putere destinat exportului

200 kVA ; 10 000/400/231 V
$Y_{so} - 0$; $U_k = 4\%$; reglaj $\pm 5\%$, în ulei
$P_o = 1\,075$ W ; $P_k = 4\,800$ W ;

Seria unitară de amplificatoare magnetice

$P_a = 50$ VA — 100 000 VA ; 50 Hz

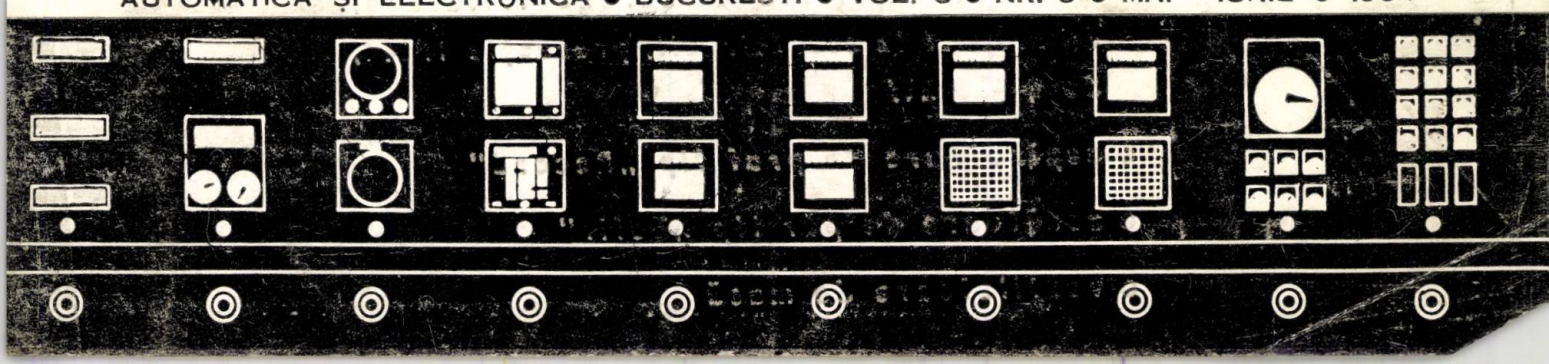


E 2551

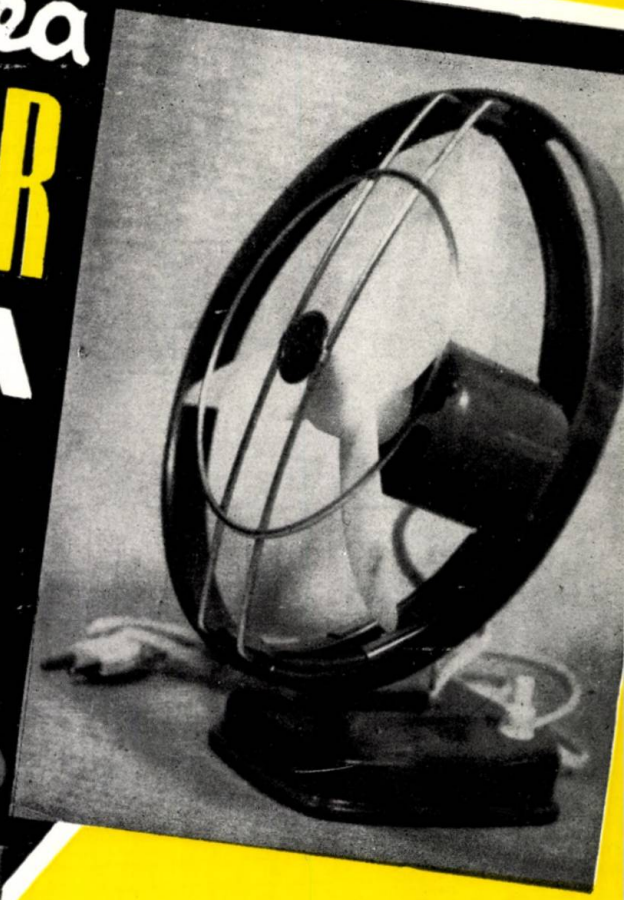
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

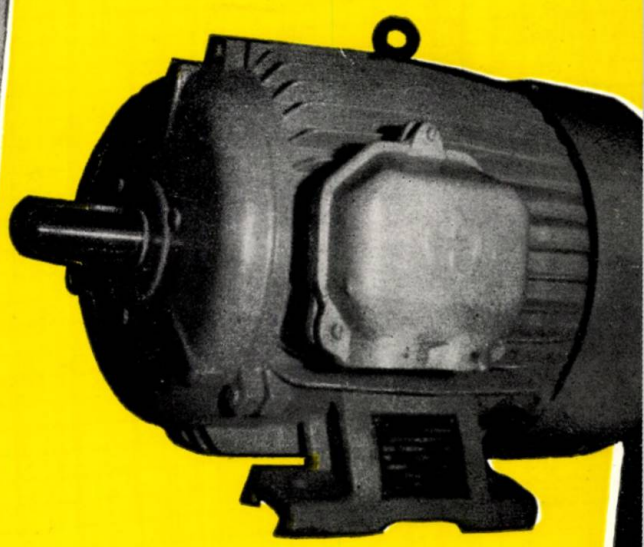
3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 3 • MAI — IUNIE • 1964



Intreprinderea ELECTROMOTOR TIMIȘOARA





Execută:

- **motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP 44, de 4—30 kW**
- **aspiratoare de praf tip „Record"**
- **uscătoare de păr tip „Zefir"**
- **ventilatoare de masă**

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Automatica şi Electronica

Vol. 8 (1964) nr. 3 (mai—iunie), p. 97—144

CUPRINS

CZ 621—501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile acţiunii forţei gravitaţiei.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 97—104

Se expune teoria reţelelor electrice pentru modelarea curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile cînd forţa de gravitaţie nu poate fi neglijată. Se arată posibilitatea folosirii a două sisteme de analogii directe între mărimile hidraulice şi electrice. Se prezintă metodica şi rezultatele experimentale ale modelării electrice a unei probleme de curgere cu suprafaţă liberă.

CZ 621—551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 105—107

Se expune o metodă de aproximare a răspunsului unui sistem aperiodic cu un răspuns aperiodic de ordinul doi cu un timp mort. Această metodă, împreună cu un criteriu bazat pe controlabilitatea optimă a unui sistem de reglare, permite o determinare simplă a caracteristicilor optime ale unui regulator PID.

CZ 621.373.442

RADU, A. :

Generator de impulsuri de 3,5 MW.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 107—113

Lucrarea cuprinde o scurtă prezentare a criteriilor de calcul, descrierea subansamblurilor generatorului şi rezultatele experimentale obţinute.

CZ 537.311.33 :547

GHEORGHIŢĂ-OANCEA, C. :

Unele aspecte din domeniul semiconductorilor organici

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 114—120

Se prezintă proprietăţile electrice ale semiconductorilor organici şi cercetările care se efectuează în acest domeniu.

CZ 621—525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. şi GĂBURICI, V. :

Elemente de calcul numeric, pneumatice, bazate pe interacţiunea curenţilor de aer.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 121—125

Se prezintă studiul analitic şi experimental pentru unele elemente pneumatice de calcul numeric bazate pe interacţiunea jeturilor de aer.

CZ 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

O tendinţă nouă în construcţia calculatoarelor analogice.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 126—131

CZ 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Magnetometru de mare sensibilitate, cu citire directă, pentru determinarea micilor magnetizări remanente.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3. p. 131—137

ACTUALITĂŢI 137—140
RECENZII 140—142
DOCUMENTARE 142—144

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Teleton: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 2099

40545

Automatica și Electronica

Vol. 8 (1964) nr. 3 (mai—iunie), p. 97—144

CUPRINS

CZ 621—501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Modelarea cu ajutorul rețelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condițiile acțiunii forței gravitației.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 97—104

Se expune teoria rețelelor electrice pentru modelarea curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condițiile cînd forța de gravitație nu poate fi neglijată. Se arată posibilitatea folosirii a două sisteme de analogii directe între mărimile hidraulice și electrice. Se prezintă metodica și rezultatele experimentale ale modelării electrice a unei probleme de curgere cu suprafață liberă.

CZ 621—551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 105—107

Se expune o metodă de aproximare a răspunsului unui sistem aperiodic cu un răspuns aperiodic de ordinul doi cu un timp mort. Această metodă, împreună cu un criteriu bazat pe controlabilitatea optimă a unui sistem de reglare, permite o determinare simplă a caracteristicilor optime ale unui regulator PID.

CZ 621.373.442

RADU, A. :

Generator de impulsuri de 3,5 MW.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 107—113

Lucrarea cuprinde o scurtă prezentare a criteriilor de calcul, descrierea subansamblurilor generatorului și rezultatele experimentale obținute.

CZ 537.311.33 :547

GHEORGHIȚĂ-OANCEA, C. :

Unele aspecte din domeniul semiconductorilor organici

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 114—120

Se prezintă proprietățile electrice ale semiconductorilor organici și cercetările care se efectuează în acest domeniu.

CZ 621—525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. și GĂBURICI, V. :

Elemente de calcul numeric, pneumatice, bazate pe interacțiunea curenților de aer.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 121—125

Se prezintă studiul analitic și experimental pentru unele elemente pneumatice de calcul numeric bazate pe interacțiunea jeturilor de aer.

CZ 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

O tendință nouă în construcția calculatoarelor analogice.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 126—131

CZ 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Magnetometru de mare sensibilitate, cu citire directă, pentru determinarea micilor magnetizări remanente.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 3. p. 131—137

ACTUALITĂȚI 137—140
RECENZII 140—142
DOCUMENTARE 142—144

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 2099

40545

Automatica și Electronica
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VIII (pag. 97—144) nr. 3, mai—iunie București, 1964

Ing. A. PETRESCU

Modelarea cu ajutorul rețelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condițiile acțiunii forței gravitației *

În studiul curgerii lichidelor prin medii poroase în condițiile acțiunii gravitației pot fi întîlnite probleme de curgere atît cu suprafață liberă, cît și fără suprafață liberă. În prima categorie sînt incluse problemele de curgere ale unor regimuri pur gravitaționale și ale unor regimuri în care, pe lîngă forța gravitației, mai acționează diferențe de presiuni ce nu împiedică formarea suprafeței libere.

Exemple de astfel de probleme pot fi curgerea apei prin baraje permeabile sau curgerea radial plană și gravitațională a țițeiului spre sondă, cînd presiunea la intrarea fluidului corespunde unei coloane de lichid cu înălțimea mai mare decît grosimea stratului productiv, iar nivelul lichidului în sondă este mai mare decît grosimea stratului productiv. În cea de-a doua categorie pot fi grupate problemele în care diferențele de presiune care intervin împiedică formarea suprafeței libere. Un exemplu în această privință este curgerea fără suprafață liberă, cînd nivelul lichidului în sondă este mai mare decît grosimea stratului productiv. În acest caz, forța de gravitație prezintă importanță pentru straturi productive de grosime apreciabilă.

Practic, un mare interes prezintă sistemele de curgere în care este prezentă o suprafață liberă. Hidrodinamic, suprafața liberă se caracterizează prin aceea că pe ea funcția de curent Ψ are o valoare constantă, iar presiunea P este uniformă. Matematic, rezolvarea problemelor cu suprafață liberă prezintă dificultăți datorită faptului că forma ei, inițial, nu este cunoscută și trebuie determinată simultan cu distribuția presiunii sau a potențialului vitezelor în sisteme. Problema curgerii cu suprafață liberă, în principiu, este rezolvabilă, întrucît necunoașterea inițială a formei ei este compensată de condițiile ca ea să fie o suprafață de curent constant și o suprafață de presiune constantă. Metoda cea mai des întîlnită pentru rezolvarea problemelor cu suprafață liberă se bazează pe efectuarea unor aproximații succesive. Arbitrar sau pe baza experienței acumulate se trasează, aproximativ, suprafața liberă. În acest mod frontierele domeniului în care are loc curgerea sînt determinate geometric.

Distribuția presiunii sau a potențialului vitezelor se determină integrînd ecuațiile care generează curgerea lichidului în sisteme, pe baza condițiilor la limită.

Etapa următoare constă în a verifica dacă suprafața liberă acceptată satisface condițiile de suprafață liberă.

În cazul cînd condițiile nu sînt satisfăcute procesul se reia, trasînd o nouă suprafață liberă și integrînd din nou ecuația. Greutățile deosebite în aplicarea acestei metode constau în rezolvarea ecuației cu derivate parțiale de ordinul doi, scrisă pentru medii poroase neomogene.

Folosirea metodei rețelelor electrice sau a calculatoarelor electronice ușurează în mare măsură rezolvarea problemelor cu suprafață liberă.

1. Teoria rețelelor electrice pentru modelarea problemelor de curgere a lichidelor grele și incompresibile prin medii poroase neomogene

Ecuațiile curgerii lichidelor grele prin medii poroase

La rezolvarea problemelor curgerii fluidelor grele prin medii poroase, cu ajutorul metodelor modelării electrice, apare necesitatea construcției modelelor în care se poate lua în considerație influența forței de gravitație. Principiile construcției unor astfel de modele, cum și cele mai

* Lucrare prezentată la Cercul de automatică al Institutului politehnic din București.

raţionale analogii între mărimile hidraulice şi electrice, se pot găsi pe baza examinării ecuaţiilor ce guvernează curgerea acestor lichide. În cele ce urmează se determină ecuaţiile care descriu curgerea unui lichid greu într-un mediu poros şi posibilităţile de transformare ale acestor ecuaţii pe baza regrupării diferiţilor termeni sau a transformării mărimii a cărei distribuţie trebuie găsită în sistem.

Pornind de la ecuaţia lui Darcy, componentele vitezei de curgere a lichidului, în lungul coordonatelor x,y,z (z—fiind direcţia în care acţionează forţa de gravitaţie), se exprimă în modul următor :

$$\left.\begin{aligned} V_x &= -\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial x} \\ V_y &= -\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial y} \\ V_z &= -\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial z}+\frac{k}{\mu}\gamma \end{aligned}\right\}, \qquad (1)$$

unde : p este presiunea ; $k = k\,(x,y,z)$ — permeabilitatea mediului ; μ —viscozitatea lichidului ; γ — greutatea specifică a lichidului. Ecuaţia de continuitate pentru curgerea lichidelor incompresibile are forma :

$$\frac{\partial V_x}{\partial x}+\frac{\partial V_y}{\partial y}+\frac{\partial V_z}{\partial z}=0. \qquad (2)$$

Cu ajutorul relaţiilor (1) ecuaţia de continuitate capătă următoarea expresie :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial x}\right]+\frac{\partial}{\partial y}\left[\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial y}\right]+$$

$$+\frac{\partial}{\partial z}\left[\frac{k}{\mu}\cdot\frac{\partial p}{\partial z}\right]-\gamma\cdot\frac{\partial k}{\partial z}=0. \qquad (3)$$

Viscozitatea μ pentru un sistem monolichid este constantă scalară şi în ecuaţiile care urmează nu va mai figura. Ecuaţia (3) poate fi scrisă mai compact sub forma :

$$\nabla[k\nabla\,(p-\gamma z)]=0, \qquad (4)$$

unde :

$$\nabla=\vec{i}\frac{\partial}{\partial x}+\vec{j}\frac{\partial}{\partial y}+\vec{k}\frac{\partial}{\partial z}\cdot$$

Întrucît mărimea $\gamma\,\frac{\partial k}{\partial z}$ este cunoscută, ecuaţia (3) mai poate fi scrisă şi astfel :

$$\nabla[k\nabla p]=\gamma\,\frac{\partial k}{\partial z}\cdot \qquad (5)$$

O simplificare remarcabilă a acestor ecuaţii are loc în cazul cînd se consideră ca mărime ce trebuie determinată funcţia Φ definită de relaţia :

$$\Phi = p-\gamma z. \qquad (6)$$

Noua funcţie Φ are o semnificaţie fizică bine determinată, deoarece reprezintă potenţialul vitezelor. Pe baza acestei transformări ecuaţiile (4) şi (5) capătă forma următoare :

$$\nabla[k\nabla\,\Phi]=0. \qquad (7)$$

Este evident că pentru găsirea unei soluţii unice a ecuaţiei (7), trebuie respectate condiţiile la limită corespunzătoare funcţiei Φ.

Aproximarea ecuaţiilor cu derivate parţiale prin sisteme de ecuaţii în diferenţe finite

Întregul domeniu în care trebuie găsită soluţia ecuaţiei diferenţiale se împarte, cu ajutorul unor plane paralele cu axele de coordonate, în paralelipipede elementare cu dimensiunile Δx, Δy, Δz (paşii împărţirii domeniului). Vîrfurile paralelipipedelor se vor numi noduri.

Se face presupunerea că funcţia căutată este continuă împreună cu derivatele ei spaţiale. În aceste condiţii, cu ajutotul dezvoltării în serie Taylor, se poate exprima valoarea funcţiei căutate în orice nod pe baza valorilor funcţiei în nodurile vecine. Prin împărţirea domeniului în paralelipipede vor exista unele noduri dispuse, faţă de graniţe, la o distanţă mai mare decît pasul ales, iar altele la o distanţă mai mică. Pentru aceste două situaţii se vor găsi, cu ajutorul dezvoltării în serie Taylor, ecuaţiile în diferenţe finite corespunzînd expresiilor (4), (5), şi (7). Fie date punctele 0 (x, y, z), 1 $(x, y, z + \Delta z)$, ... 6 $(x, y - \Delta y, z)$ şi valorile corespunzătoare ale funcţiei căutate $p_0, p_1, \ldots p_6$ (fig. 1). În această situaţie se pot scrie următoarele relaţii :

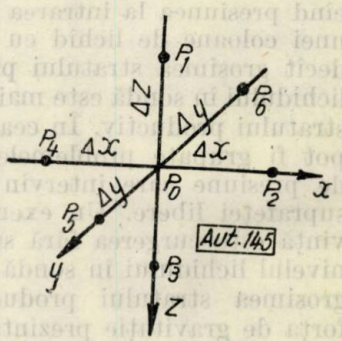


Fig. 1. Sistemul de coordonate ales pentru a dezvolta în serie Taylor funcţia a cărei valoare trebuie determinată în domeniu.

$$k\left(x-\frac{\Delta x}{2},\,y,\,z\right)\cdot\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},\,y,\,z\right)}{\partial x}=$$

$$=k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}-\frac{1}{1!}\,\frac{\Delta x}{2}\cdot\frac{\partial}{\partial x}\left[k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}\right]+$$

$$+\frac{1}{2!}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2\frac{\partial^2}{\partial x^2}\left[k(x,y,z)\,\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}\right]-\Re\,(\Delta x^3), \qquad (8)$$

şi

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)\cdot\frac{\partial p\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}=k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}+\frac{1}{1!}\frac{\Delta x}{2}\cdot\frac{\partial}{\partial x}\left[k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}\right]+$$

$$+\frac{1}{2!}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2\frac{\partial^2}{\partial x^2}\left[k(x,y,z)\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial x}\right]+\Re\,(\Delta x^3), \tag{9}$$

unde $\Re\,(\Delta x^3)$ este un rest de ordinul Δx^3.
Scăzînd (8) din (9) se găseşte:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[k(x,y,z)\frac{\partial p(x,y,z,)}{\partial x}\right]=\frac{k\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\Delta x}\cdot\frac{\partial p\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}-\frac{k\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\Delta x}\cdot\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}+$$

$$+2\,\Re(\Delta x^2). \tag{10}$$

În mod analog se procedează pentru $\frac{\partial}{\partial y}\left[k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial y}\right]$ şi $\frac{\partial}{\partial z}\left[k(x,y,z)\cdot\frac{\partial p(x,y,z)}{\partial z}\right]$.

Cu ajutorul dezvoltărilor de tipul (10) ecuaţia (3) se poate scrie în modul următor:

$$\nabla[k(x,y,z)\nabla p]-\gamma\frac{\partial k(x,y,z)}{\partial z}=\frac{k\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\Delta x}\cdot\frac{\partial p\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}-\frac{k\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\Delta x}\cdot\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}+$$

$$+\frac{k\left(x,y+\frac{\Delta y}{2},z\right)}{\Delta y}\cdot\frac{\partial p\left(x,y+\frac{\Delta y}{2},z\right)}{\Delta y}-\frac{k\left(x,y-\frac{\Delta y}{2},z\right)}{\Delta y}\cdot\frac{\partial p\left(x,y-\frac{\Delta y}{2},z\right)}{\partial y}+\frac{k\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)}{\Delta z}\cdot\frac{\partial p\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)}{\partial z}-$$

$$-\frac{k\left(x,y,z-\frac{\Delta z}{2}\right)}{\Delta z}\cdot\frac{\partial p\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)}{\partial z}-\gamma\frac{1}{\Delta z}\left[k\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)-k\left(x,y,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\right]+2\,[\Re\,(\Delta x^2)+\Re\,(\Delta y^2)+$$

$$+\Re\,(\Delta z^2)]. \tag{11}$$

Uşor se poate constata că:

$$p_0=p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)-\frac{1}{1!}\cdot\frac{\Delta x}{2}\cdot\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}+\frac{1}{2!}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2\frac{\partial^2 p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x^2}-\Re\,(\Delta x^3), \tag{12}$$

$$p_4=p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)+\frac{1}{1!}\frac{\Delta x}{2}\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}+\frac{1}{2!}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2\frac{\partial^2 p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x^2}+\Re\,(\Delta x^3). \tag{13}$$

Scăzînd (12) din (13) se obţine:

$$p_4-p_0=-\Delta x\frac{\partial p\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)}{\partial x}+2\,\Re\,(\Delta x^3). \tag{14}$$

În mod analog se găsesc expresiile tuturor derivatelor parţiale de ordinul întîi, care intră în expresia (11) în funcţie de diferenţele p_1-p_0; p_2-p_0; ... p_6-p_0. Cu ajutorul relaţiilor de tipul (14) ecuaţia în diferenţe finite după înmulţirea cu elementul de volum $\Delta x\,\Delta y\,\Delta z$ capătă forma:

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},y,z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(p_2-p_0)+k\left(x-\frac{\Delta x}{2},y,z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(p_4-p_0)+k\left(x,y,+\frac{\Delta y}{2},z\right)\frac{\Delta x\,\Delta z}{\Delta y}(p_6-p_0)+$$

$$+k\left(x,y-\frac{\Delta y}{2},z\right)\frac{\Delta x\,\Delta z}{\Delta y}(p_5-p_0)+k\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}\cdot(p_1-p_0)+k\left(x,y,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(p_3-p_0)-$$

$$-\gamma\,\Delta z\cdot\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}\left[k\left(x,y,z+\frac{\Delta z}{2}\right)-k\left(x,y,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\right]=0. \tag{15}$$

La scrierea relaţiei (15) s-au neglijat resturile, ceea ce duce la erori proporţionale cu pătratul pasului. Inmulţirea tuturor termenilor ecuaţiei cu elementul de volum $\Delta x \Delta y \Delta z$ permite o reprezentare fizică mai clară a modului de calcul al rezistenţelor reţelei prin metoda schemei echivalente [3]. Se examinează în continuare un strat vertical de grosime Δy din mediul poros şi se presupune că permeabilitatea k este funcţie numai de x şi z. În acest caz ecuaţia (15) va avea următorul aspect :

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(p_2-p_0)+k\left(x-\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(p_4-p_0)+k\left(x,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(p_1-p_0)+$$

$$+k\left(x,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(p_3-p_0)=\gamma\Delta z\cdot k\left(x,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}-\gamma\Delta z.\,k\left(x,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}. \qquad (16)$$

În mod similar se poate aproxima, cu ajutorul diferenţelor finite, ecuaţiile (4) şi (7). Expresiile acestora vor fi :

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta z}(p_2-p_0)+k\left(x-\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(p_4-p_0)+k\left(x,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(p_1-p_0-\gamma\Delta z)+$$

$$+k\left(x,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(p_3-p_0+\gamma\,\Delta z)=0, \qquad (17)$$

pentru ecuaţia (4) şi :

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(\Phi_2-\Phi_0)+k\left(x-\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(\Phi_4\Phi-_0)+k\left(x,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\cdot\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(\Phi_1-\Phi_0)+$$

$$+k\left(x,z-\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(\Phi_3-\Phi_0)=0, \qquad (18)$$

pentru ecuaţia (7).

Ecuaţiile în diferenţe finite scrise mai sus sînt valabile pentru noduri situate la o distanţă (în raport cu graniţa domeniului) mai mare decît pasul ales. Dacă nodul 0 (x,y,z) ar fi situat la distanţa $\alpha\Delta z$ faţă de graniţă (fig. 2), (unde $0<\alpha<1$) ecuaţia (18) ar fi căpătat următoarea formă :

$$k\left(x+\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(\Phi_2-\Phi_0)+k\left(x-\frac{\Delta x}{2},z\right)\frac{\Delta y\,\Delta z}{\Delta x}(\Phi_4-\Phi_0)+k\left(x,z+\frac{\Delta z}{2}\right)\cdot\frac{\Delta x\,\Delta y}{\Delta z}(\Phi_1-\Phi_0)+$$

$$+k\left(x,z-\alpha\frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\,\Delta y}{\alpha\,\Delta z}(\Phi_3-\Phi_0)=0. \qquad (19)$$

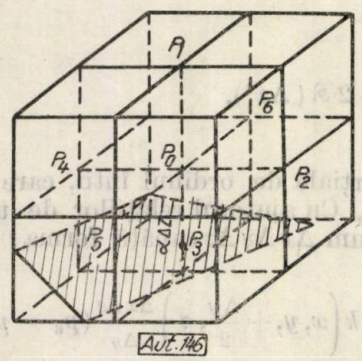


Fig. 2. Se reprezintă situaţia cînd punctul în care se face dezvoltarea în serie se află la o distanţă ($\alpha\Delta z$) mai mică decît pasul (Δz) faţă de graniţa domeniului.

Se poate demonstra că alegerea valorii coeficienţilor ecuaţiilor în diferenţe finite egale cu valorile în punctele dispuse la distanţele $\frac{\Delta x}{2}, \frac{\Delta y}{2}, \frac{\Delta z}{2}$ faţă de punctul 0 (x, y, z) asigură eroarea minimă la aproximarea în acest mod a ecuaţiei diferenţiale primare. În esenţă ecuaţiile (4) şi (5) reprezintă ecuaţii de tip Poisson pentru medii neomogene, iar (7) ecuaţia lui Laplace pentru aceleaşi medii neomogene. Modelarea pe reţelele electrice a sistemelor de ecuaţii în diferenţe finite, corespunzătoare ecuaţiilor primare (4) şi (5), necesită reprezentarea pe reţea a părţii drepte în cazul ecuaţiei (16) sau a mărimii $\gamma\Delta z$ în cazul ecuaţiei (17).

Reţelele electrice pentru modelarea problemelor curgerii lichidelor grele şi incompresibile prin medii poroase

Structura reţelelor electrice cu ajutorul cărora se pot modela sistemele de ecuaţii în diferenţe finite corespunzătoare ecuaţiilor (4), (5) şi (7) se pot găsi pe baza analizei ecuaţiilor care descriu distribuţia curenţilor electrici în ramurile reţelei şi a ecuaţiilor în diferenţe finite. La baza acestei analize se află asemănarea între prima lege a lui Kirchhoff şi legea lui Darcy.

Introducînd în ramurile verticale ale unei reţele rezistive surse de tensiune (fig. 3), pentru fiecare nod interior, se poate scrie legea lui Kirchhoff în modul următor :

$$\frac{1}{R_1}[U_1-U_0-E]+\frac{1}{R_2}[U_2-U_0]+$$

$$+\frac{1}{R_3}[U_3-U_0+E]+\frac{1}{R_4}[U_4-U_0]=0. \qquad (20)$$

Comparînd ecuaţiile (20) şi (17) şi introducînd coeficienţii de asemănare C_p şi C_R între mărimile

hidraulice şi electrice corespunzătoare se pot stabili relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} & p = C_p\, U \\ & k\left(x - \frac{\Delta x}{2}, z\right)\frac{\Delta y \cdot \Delta z}{\Delta x} = \frac{1}{C_R}\cdot\frac{1}{R_4} \\ & \gamma\, \Delta z = C_p \end{aligned}\right\}. \quad (21)$$

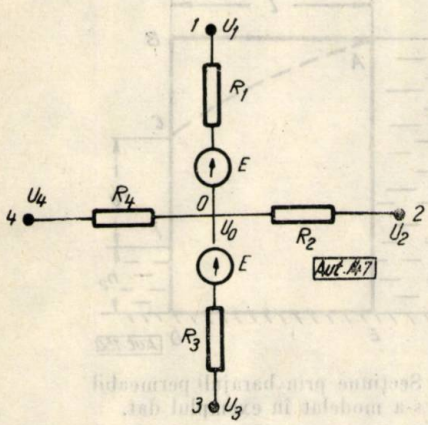


Fig. 3. Nodul tipic pentru o reţea care modelează ecuaţia (4).

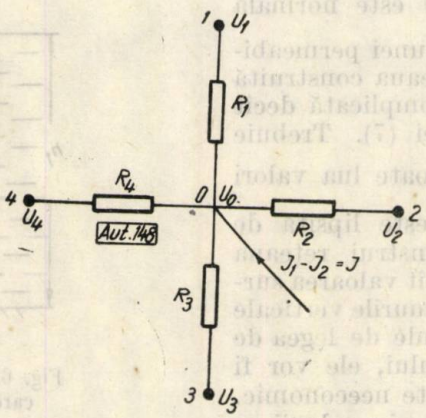


Fig. 4. Nodul tipic pentru o reţea care modelează ecuaţia (5).

Folosind coeficienţii de asemănare C_Φ şi C_R se pot determina relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} & \Phi = C_\Phi \cdot U \\ & k\left(x + \frac{\Delta x}{2}, z\right)\frac{\Delta y\, \Delta z}{\Delta x} = \frac{1}{C_R}\cdot\frac{1}{R_2} \end{aligned}\right\} \quad (27)$$

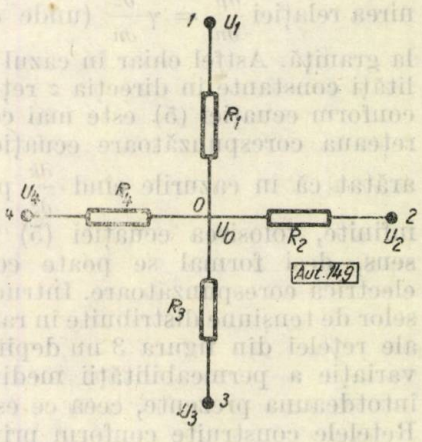


Fig. 5. Nodul tipic pentru o reţea care modelează ecuaţia (7).

Pentru ca ecuaţiile (20) şi (17) să fie identice trebuie să fie îndeplinită condiţia :

$$\frac{C_p}{C_R} = \text{const.} \quad (22)$$

În nodurile unei reţele rezistive se introduc curenţii conform figurii 4. Pentru orice nod interior se poate scrie :

$$\sum_{i=1}^{4} \frac{1}{R_i}(U_i - U_0) = J_1 - J_2 = J. \quad (23)$$

Comparînd ecuaţiile (23) şi (16) şi folosind coeficienţii de asemănare C_p, C_R, C_i, se pot determina relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} & p = C_p\, U \\ & k\left(x - \frac{\Delta x}{2}, z\right)\frac{\Delta y\, \Delta z}{\Delta x} = \frac{1}{C_R}\cdot\frac{1}{R_4} \\ & \gamma\, \Delta z \cdot k\left(x, z + \frac{\Delta z}{2}\right)\frac{\Delta x\, \Delta y}{\Delta z} + C_i \cdot J \end{aligned}\right\} \quad (24)$$

Pentru ca ecuaţiile (23) şi (16) să fie identice trebuie să fie îndeplinită condiţia :

$$\frac{C_p}{C_R} = C_i. \quad (25)$$

Se compară ecuaţia scrisă pentru unul din nodurile reţelei din figura 5 cu ecuaţia (18).

$$\sum_{i=1}^{4} \frac{1}{R_i}(U_i - U_0) = 0, \quad (26)$$

şi se găseşte relaţia de identitate a ecuaţiilor (26) şi (18)

$$\frac{C_\Phi}{C_R} = \text{const.} \quad (28)$$

Relaţiile (21), (24), (27) indică existenţa a două sisteme de analogii directe care pot fi folosite pentru modelarea curgerii fluidelor grele prin medii poroase :

Prima analogie

Tipul ecuaţiei : Poisson	Metoda de modelare : reţea cu surse interne
Mărimile hidraulice	Mărimile electrice
p — presiunea Q — debitul	U — potenţialul electric i — curentul electric

A doua analogie

Tipul ecuaţiei : Laplace	Metoda de modelare : reţea fără surse interne
Mărimile hidraulice	Mărimile electrice
Φ — potenţialul vitezelor Q — debitul	U — potenţialul electric i — curentul electric

Folosirea primei analogii sau a celei de-a doua, pentru modelarea problemelor examinate, duce la utilizarea reţelelor de structuri diferite.

În condiţiile unei permeabilităţi constante a mediului pe direcţia axei oz partea dreaptă a ecuaţiei (16) se anulează, şi în nodurile interioare ale reţelei nu se introduc curenţi. Pentru nodurile ce se află situate pe graniţele impermeabile trebuie satisfăcută condiţia ca acestea să fie linii de curent şi sursele de curent introduse în aceste noduri vor trebui să asigure îndeplinirea relaţiei $\frac{\partial p}{\partial n} = \gamma \frac{\partial z}{\partial n}$ (unde n este normala la graniţă. Astfel chiar în cazul unei permeabilităţi constante în direcţia z reţeaua construită conform ecuaţiei (5) este mai complicată decît reţeaua corespunzătoare ecuaţiei (7). Trebuie arătat că în cazurile cînd $\frac{\partial k}{\partial z}$ poate lua valori infinite, folosirea ecuaţiei (5) este lipsită de sens, deşi formal se poate construi reţeaua electrică corespunzătoare. Intrucît valoarea surselor de tensiune distribuite în ramurile verticale ale reţelei din figura 3 nu depinde de legea de variaţie a permeabilităţii mediului, ele vor fi întotdeauna prezente, ceea ce este neeconomic. Reţelele construite conform primei analogii se bucură de avantajul că pun în evidenţă analogul electric al greutăţii lichidului, cum şi al simplificării, într-o oarecare măsură, a metodei de găsire a suprafeţei libere în comparaţie cu reţelele construite conform celei de-a doua analogii. În primul caz, potenţialul electric pe suprafaţă liberă este constant, pe cînd în cazul al doilea el trebuie să fie proporţional cu ordonata z în orice punct al suprafeţei libere.

Dacă interesează distribuţia presiunii în sisteme, reţelele corespunzătoare primei analogii dau răspunsul direct, fără a mai fi necesare calcule suplimentare.

Utilizarea însă a celei de-a doua analogii, pe lîngă simplitatea reţelei, permite folosirea în calitate de modele a mediilor conductoare continue.

2. Modelarea unei probleme cu suprafaţă liberă pe o reţea cu surse interioare de curent

Pe model a fost rezolvată problema găsirii suprafeţei libere, a debitului şi a suprafeţei de alunecare în cazul curgerii apei printr-un baraj permeabil reprezentat în figura 6. S-a folosit primul sistem de analogie. Datele problemei sînt următoarele :

$$l = 10^3 \text{ cm}; \quad h_1 = 2{,}10^3 \text{ cm}; \quad h_2 = 0 \text{ cm};$$

$$\frac{\mu}{k} = 1 \left[\frac{cP}{\text{Darcy}}\right]; \quad \gamma = 10^{-3} \left[\frac{\text{kg}}{\text{cm}^3}\right].$$

Ca model a fost folosită o reţea din 9×18 celule (corespunzător raportului $l : h_1$).

În esenţă problema modelată este plană şi de aceea se va examina o porţiune din baraj cuprinsă între două plane verticale paralele, la distanţa Δy unul de celălalt. Conform teoriei de mai sus rezistenţele R_z ale reţelei vor fi proporţionale cu mărimea $\frac{\mu}{k} \frac{\Delta z}{\Delta x \, \Delta y}$. Introducînd coeficientul de asemănare C_R se găseşte :

$$R_z = \frac{1}{C_R} \cdot \frac{\mu}{k} \cdot \frac{\Delta z}{\Delta x \, \Delta y}. \tag{29}$$

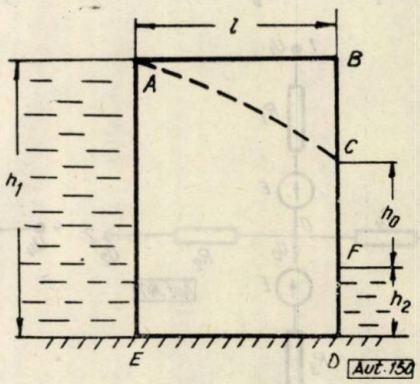


Fig. 6. Secţiune prin barajul permeabil care s-a modelat în exemplul dat.

În condiţiile noastre paşii vor fi :

$$\Delta x = \Delta y = \Delta z = \delta = 111 \text{ cm}. \tag{30}$$

Se vor lua pentru rezistenţele R_x, orientate în direcţia x, şi pentru R_z, orientate în direcţia z, valori egale : $R_x = R_z = R$. Astfel se obţine :

$$C_R = \frac{1}{\delta \cdot R}. \tag{31}$$

Diferenţa de potenţial în model va fi proporţională cu diferenţa de presiune Δp în natură :

$$\Delta U = \frac{1}{C_p} \cdot \Delta p. \tag{32}$$

De asemenea curentul J în reţea va fi proporţional cu debitul lichidului Q. Între coeficienţii C_p, C_i, C_R trebuie să existe relaţia $C_i = \frac{C_p}{C_R}$. În acest mod apare clar posibilitatea ca doi dintre ei să fie aleşi independenţi.

Determinarea condiţiilor la limită

La darea condiţiilor la limită se ţine seamă de faptul că barajul este aşezat pe un fundament impermeabil şi curgerea lichidului are loc datorită diferenţei de nivel dintre cele două laturi AE şi BD ale barajului. Lichidul curge din baraj prin suprafaţa de alunecare, a cărei înălţime trebuie determinată.

În lungul frontierei AE presiunea se schimbă liniar :

$$p = p_0 + \gamma \cdot z, \tag{33}$$

p_0 este presiunea atmosferică (în cele ce urmează fiind considerată egală cu zero).

Frontierele AC şi ED sînt impermeabile. În lungul lui CD presiunea este egală cu cea atmosferică. Trecînd la reţeaua electrică se va aranja astfel încît în lungul frontierei AE potenţialele nodurilor să corespundă relaţiei (33), adică:

$$U_{AE} = m E_z, \qquad (34)$$

unde:

$1 \leqslant m \leqslant 18$ este numărul curent al celulei pe verticală;

E_z — diferenţa de potenţial dintre două noduri vecine corespunzătoare mărimii $\gamma \Delta z$.

În acest mod, pe frontiera AE se vor dispune surse de tensiune E_z, ca în figura 7. În model aceste surse au fost realizate cu ajutorul unui transformator avînd în secundar 18 înfăşurări

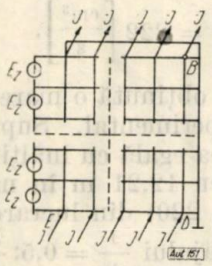


Fig. 7. Reţeaua pe care s-a făcut modelarea. Se arată cum au fost date condiţiile la limită în model.

Tabela 1

Valoarea potenţialului electric în nodurile reţelei pentru prima aproximaţie a suprafeţei libere

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
1	0	1,55	+3,3	+5,65	—5,75	—6,45	—6,65	—6,1	—,4	0
2	5,61	1,36	0,4	1,1	2,55	—3,05	3,4	—3,1	—2	0
3	7,35	5,75	4,0	2,55	1,25	—0,1	—0,75	—0,9	0,5	0
4	11,03	9,28	7,44	5,74	4,1	2,75	1,65	0,78	0,3	0
5	14,9	12,75	10,7	8,7	6,83	5,1	3,56	2,2	1,01	0
6	18,7	16,3	13,95	11,6	9,42	7,3	5,3	3,45	1,66	0
7	22,5	19,8	17,11	14,45	11,85	9,33	6,9	4,55	2,2	
8	26,3	23,25	20,2	17,2	14,2	11,3	8,42	5,57	2,75	0
9	30,1	26,71	23,35	20	16,58	13,2	9,9	6,56	2,38	0
10	34	30,2	26,5	22,6	18,9	15,1	11,3	3,55	3,15	0
11	37,9	33,9	29,6	25,4	21,2	17	12,78	85,2	4,2	0
12	41,7	37,2	32,7	28,1	22,5	18,9	14,2	9,5	4,78	0
13	45,5	40,65	35,8	30,9	25,9	20,85	15,9	10,5	5,76	0
14	49,25	44,1	39	33,7	28,36	22,9	17,3	11,6	5,85	0
15	53,2	47,2	42,2	36,6	30,9	25,1	13,05	12,8	6,5	0
16	57	51,3	45,5	39,6	33,6	23,4	20,9	14,15	7,14	0
17	60,7	55	48,5	42,7	36,5	30	23,08	15,8	8,1	0
18	64,7	58,7	52,14	46	39,6	32,8	25,7	17,9	9,47	0
19	68,6	6,21	55,8	49,45	4,29	36,1	28,8	20,0	11,72	0

independente. Potenţialul punctului A (fig. 7) al lanţului de surse a fost egalat cu 0, ceea ce corespunde unei presiuni egale cu 0 pe suprafaţa liberă. Potenţialul punctului A serveşte ca potenţial de referinţă pentru măsurările efectuate pe model. În lungul frontierei BD nivelul lichidului este egal cu 0 şi toate nodurile vor fi puse la potenţialul punctului A.

În nodurile de pe frontierele AC şi ED se vor da curenţi a căror mărime şi semn se aleg din consideraţiile de a respecta condiţia $\frac{\partial p}{\partial n} = \gamma \frac{\partial z}{\partial n}$ (aceasta corespunde condiţiei de impermeabilitate a frontierelor considerate: $\frac{\partial \Phi}{\partial n} = \frac{\partial p}{\partial n} - \gamma \frac{\partial z}{\partial n} = 0$).

Calculul valorii acestor curenţi se face pe baza relaţiilor (24) din care rezultă că:

$$J = \frac{E_z}{R}. \qquad (35)$$

Determinarea coeficienţilor de asemănare C_p, C_R, C_i

Pe reţea tensiunea surselor E_z a fost măsurată cu ajutorul unei instalaţii care funcţionează pe principiul compensaţiei, pentru a înlătura influenţa variaţiei tensiunilor de alimentare a modelului. Valoarea găsită, în procente, faţă de tensiunea de referinţă este $E_z = 3{,}65\%$ sau 0,75 V, în valoare absolută.

Pe această bază se poate determina C_p:

$$C_p = \frac{\gamma \cdot \Delta z}{E_z} = \frac{10^{-3} \cdot 111}{3{,}65} = 3{,}04 \cdot 10^{-2} \left[\frac{\text{at}}{\%}\right].$$

Reţeaua a fost realizată din rezistenţe $R = 250\,\Omega$. Astfel:

$$C_R = \frac{1}{\delta . R} = \frac{1}{111 \times 250} =$$

$$= 0{,}36 \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{\Omega} \cdot \frac{\text{cP}}{\text{Darcy}} \cdot \frac{1}{\text{cm}}\right]$$

şi

$$C_i = \frac{C_p}{C_R} = \frac{3{,}04 \cdot 10^{-2}}{0{,}36 \cdot 10^{-4}} = 844 \left[\frac{\text{cm}^3}{\text{s}} \cdot \frac{\Omega}{\%}\right].$$

Valoarea curenţilor introduşi în nodurile de pe frontierele AC şi ED sînt:

$$J = \frac{E_z}{R} = \frac{0{,}75}{250} = 3 \text{ mA}.$$

Practic în locul surselor de curet constnt au fost folosite surse de tensiune înerie cu rezistenţele de valoare foarte mae (80 kΩ).

Determinarea poziţiei suprafeţei libere şi a înălţimii suprafeţei de alunecare

Problema s-a rezolvat pe calea aproximaţiilor succesive a suprafeţei libere. Ca primă aproximaţie a acesteia a fost luată latura AB (fig. 6).

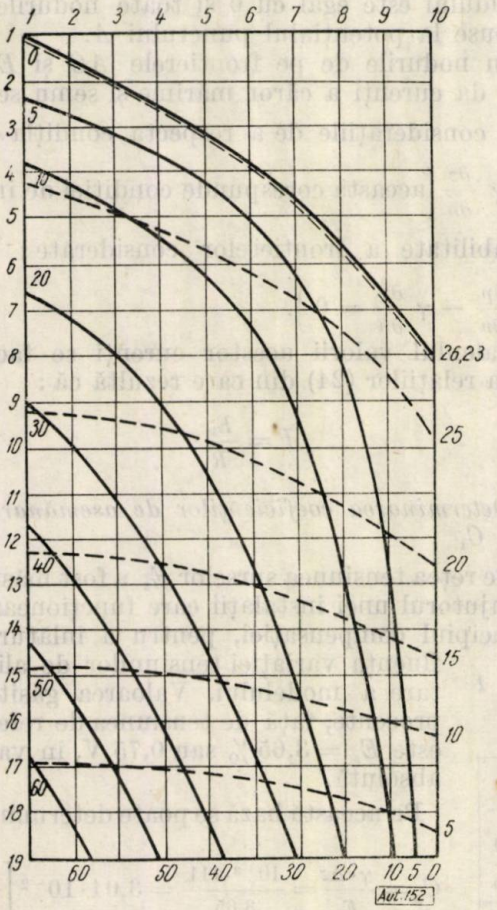


Fig. 8. Rezultatele experimentale:
——— izobarele;
– · – · funcţia de curent constant.

După darea condiţiilor la limită au fost măsurate potenţialele nodurilor reţelei.

Valorile găsite sînt trecute în tabela 1. Ştiind că în lungul suprafeţei libere potenţialul electric are valoarea 0, prin interpolare s-au găsit aceste puncte pe reţea.

Au fost deconectate din reţea acele rezistenţe situate deasupra liniei frînte cu autorul căreia s-au aproximat linia de potenţial 0. Sursele de curent au fost mutate în nodurile liniei frînte după modificarea rezistenţelor alate pe suprafaţa liberă. S-au aplicat condiţiile la limită şi s-a ridicat din nou distribuţia de potenţial. Prin interpolare s-a găsit o mai bună aproximare a suprafeţei libere. La a treia etapă a procesului ne-am oprit, întrucît linia corespunzătoare potenţialului 0 coincide destul de bine cu noua frontieră a reţelei.

În figura 8 cu linie continuă au fost reprezentate izobarele din sistem, iar cu linie întreruptă punctele în care funcţia de curent ia valori constante. Valoarea funcţiei de curent a fost calculată prin însumarea căderilor de tensiune pe rezistenţele orizontale şi raportarea acestora la rezistenţa unei celule. Curentul total ce trece prin reţea este:

$$I = \sum_{k=1}^{12} i_k = 26{,}23 \cdot 10^{-3} \left[\frac{\%}{\Omega}\right].$$

Folosind coeficientul C_i se poate găsi debitul lichidului prin baraj:

$$Q = I \cdot C_i = 26{,}23 \cdot 10^{-3} \cdot 844 = 221 \left[\frac{\text{cm}^3}{\text{s}}\right].$$

Aplicînd formula lui Dupuit pentru cazul examinat se găseşte:

$$Q = \frac{k}{\mu} \gamma \Delta y \cdot \frac{h_1^2}{2l} = 222 \left[\frac{\text{cm}^3}{\text{s}}\right].$$

Se poate vedea că a fost obţinută o mare apropiere de rezultatul experimental. Suprafaţa de alunecare are înălţimea egală cu înălţimea a 11 celule pe reţea sau cu 12,21 m în natură.

Conform curbelor (fig. 220) din lucrarea [5] pentru dimensiunile barajului $\frac{l}{h_1} = 0{,}5; \frac{h_2}{h_1} = 0$ (cazul examinat) înălţimea suprafeţei de alunecare este de 12,6 m.

Diferenţele găsite se datoresc faptului că a fost folosită o reţea relativ rară. Este interesant de remarcat că liniile de curent constant şi cele izobare nu sînt ortogonale. Acest rezultat era de aşteptat în condiţiile acţiunii forţei de gravitaţie.

Metoda propusă poate fi cu succes aplicată în cazul unui baraj construit dintr-un mediu permeabil neomogen, cînd tratarea pe alte căi a problemei întîmpină dificultăţi importante.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cristea, N. *Hidraulica subterană*, vol. 1. Bucureşti, Editura tehnică, 1956.
[2] Belaş, P. M şi Goflin, A. L. *Elektriceskoe modelirovanie protessa filtraţii s ucetom silî tiajesti.* Doklad M-16, Mejvuzobskaia konferenţia. Moscova, MEI, 1959.
[3] Tetelbaum, I. M. *Elektriceskoe modelirovanie.* Moscova, Fizmatghiz, 1959.
[4] Petrescu, A. *Elektriceskoe modelirovanie kraevîh zadaci pogzemnoi ghidravliki s ucetom silî tiajesti.* Avtoreferat dissertaţii. Moscova, MEI, 1963.
[5] Polubarinova-Kocina, P. I. *Teoria dvijenia gruntovîh vod.* Moscova, Gostehizdat, 1952.
[6] Boiangiu, D., Nicolau, E. şi Niţă, C. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
[7] Oroveanu, T. *Scurgerea fluidelor prin medii poroase neomogene.* Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.
[8] Gheorghiţă, Şt. *Despre mişcările neliniare în mediile poroase.* Studii şi cercetări matematice, IX, nr. 2, 1958.

Ing. I. PAPADACHE

Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID

Ne referim la schema-bloc din figura 1 a unui sistem de reglare automată. În cazurile în care nu se cuprinde în E şi P un element integrator, situaţie cel mai des întîlnită în practică, răspunsul ansamblului format din părţile com-

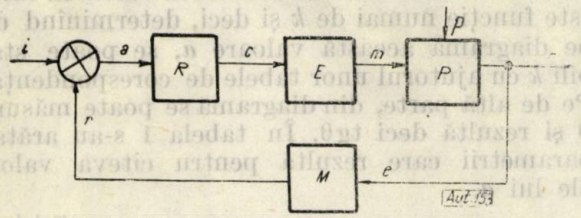


Fig. 1. Schema-bloc a unui sistem de reglare :
i – mărimea de intrare; e – mărimea de ieşire; p – mărimea perturbatoare; r – mărimea de reacţie; c – mărimea de comandă; I – punctul de inflexie; R – regulator; E – element de execuţie; P – proces; M – elemente de măsură.

ponente E, P şi M la un salt unitar aplicat la intrarea elementului E are aspectul cunoscutei curbe în S (fig. 2).

Această formă a răspunsului ansamblului considerat este datorită faptului că elementele E, P şi M s-a presupus că au răspunsurile aperiodice.

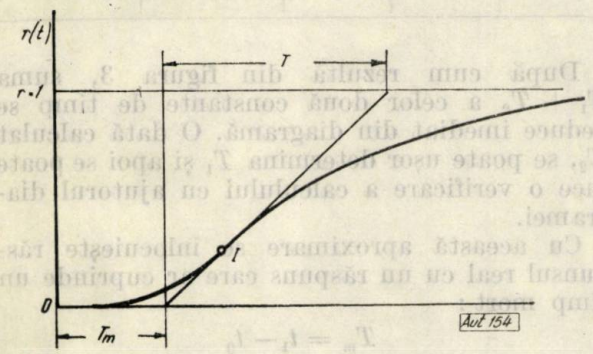


Fig. 2. Determinarea grafică a lui T_m şi T din răspunsul sistemului (curba în S).

Metoda de aproximare cel mai frecvent aplicată pentru înlocuirea răspunsului în S, care are o expresie analitică complicată de îndată ce ansamblul E, P, M, are mai multe constante de timp, este arătată în construcţia grafică din figura 2. Prin punctul de inflexiune I al curbei S se duce tangenta la această curbă şi se determină în felul acesta două timpuri, şi anume : T_m, un timp mort fictiv, şi o constantă de timp T. Astfel se înlocuieşte răspunsul real al ansamblului considerat cu răspunsul unui ansamblu fictiv considerat echivalent cu ansamblul real, care ar avea un timp mort T_m şi o constantă de timp T.

Dacă se consideră apoi că funcţia de transfer a regulatorului R are forma :

$$Y_R(S) = V_R\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d\, s\right)$$

se determină valorile V_R, T_i şi T_d pentru a se realiza criteriul de optimizare ales.

Pentru un regulator PI sau PID, valorile medii stabilite pe baza a numeroase determinări analitice şi experimentări [1] sînt :

$$\text{Regulator PI}: \quad V_R = 0{,}8\,\frac{T}{T_m}\,; \quad T_i = 3T_m\,;$$

$$\text{Regulator PID}: \quad V_R = 1{,}2\,\frac{T}{T_m}\,; \quad T_i = 2T_m\,;$$

$$T_d = 0{,}42\;T_m\,.$$

Observaţiile care se pot face asupra acestei aproximări şi asupra determinării optime care rezultă sînt următoarele :

— Stabilirea mărimilor T_m şi T se face prin construcţii simple şi determinarea lor direct de pe diagrama răspunsului sistemului fără a mai fi necesare alte calcule.

— Valorile optime pentru V_R, T_i şi T_d ale regulatorului sînt obţinute prin relaţii simple, ceea ce are o importantă valoare practică. În plus, aceste valori optime s-au dovedit a conduce la stabilirea unor sisteme de reglare eficiente.

— Construcţia din figura 2 duce la valori mari pentru T_m, chiar dacă ansamblul E, P, M nu are timpi morţi reali. Deşi răspunsul se îndepărtează lent de axa timpului cînd constantele de timp sînt numeroase şi mari, totuşi s-ar putea să nu existe un timp mort real sau să fie sensibil mai mic decît acela determinat prin construcţia grafică din figura 2. Aproximaţia admisă se poate deci depărta foarte mult de situaţia reală.

— Formulele care dau pe V_R, T_i şi T_d sînt puternic influenţate, în mod nefavorabil, de faptul că se întrebuinţează valori mai mari pentru T_m decît sînt în realitate. Se pune întrebarea dacă nu ar fi posibil, cu o aproximaţie mai apropiată, să se obţină o reglare mai satisfăcătoare.

Aceste din urmă dezavantaje ale metodei de aproximare expuse ne-au determinat să stabilim o aproximare care să se apropie mai mult de fenomenul real.

În acest scop se propune înlocuirea curbei în S tot printr-un răspuns în S de ordinul doi, obținut în felul următor :

— curba aproximativă să treacă prin I ;

— curba aproximativă să aibă în I aceeași tangentă ca și răspunsul ridicat experimental ;

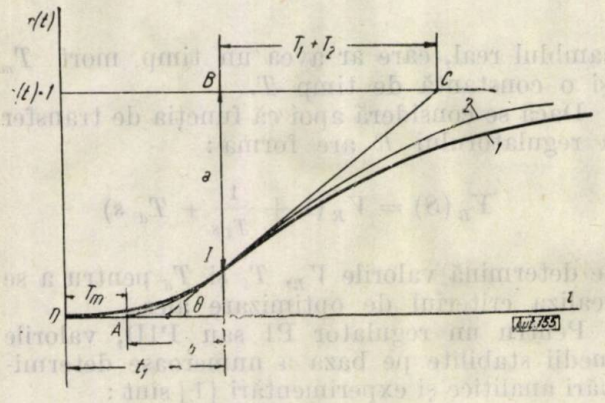


Fig. 3. Noua metodă de aproximare :
1 — curba ridicată experimental (curba în S) ; *2* — curba de ordinul 2 ; *I* — punctul de inflexie al curbei S.

— curba aproximativă să aibă, de asemenea, ca punct de inflexiune punctul I.

Bineînțeles că o asemenea curbă va porni dintr-un alt punct al axei t decît 0, de unde pornește răspunsul real. Se va nota acest punct cu A. Dacă ne referim la figura 3, și se ia ca origină a timpului pentru curba aproximativă punctul A, ecuația acestui răspuns va fi :

$$r(t) = 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}},$$

în care T_1 și T_2 sînt constantele de timp care caracterizează acest răspuns. Pe baza celor trei condiții care s-au indicat se vor putea stabili cele trei mărimi care definesc această curbă, adică constantele de timp T_1 și T_2, cum și poziția punctului A definit prin intervalul de timp t_0, față de abscisa punctului de inflexie I. Calcule făcute în acest scop cu expresia lui r(t) duc la următoarele relații (cu notațiile de pe figura 3) :

$$t_0 = \frac{T_1 T_2}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1}{T_2} ;$$

$$a = (T_1 + T_2) \operatorname{tg} \theta ;$$

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{1}{T_1} e^{-\frac{t_0}{T_1}} = \frac{1}{T_2} e^{-\frac{t_0}{T_2}} ;$$

$$BC = T_1 + T_2.$$

Dacă se introduce variabila $k = \frac{T_1}{T_2}$ și după cum s-a presupus $T_1 > T_2$, se obțin următoarele relații :

$$a = (1 + k)\, e^{-\alpha} ;$$

$$T_2 = \frac{a}{(1 + k)\operatorname{tg}\theta} ;$$

$$t_0 = \alpha T_2,$$

în care s-a notat cu α expresia :

$$\alpha = \frac{k}{k - 1} \ln k.$$

Din aceste calcule se deduce că valoarea lui a este funcție numai de k și deci, determinînd de pe diagramă această valoare a, se poate stabili k cu ajutorul unor tabele de corespondență. Pe de altă parte, din diagramă se poate măsura θ și rezultă deci tgθ. În tabela 1 s-au arătat parametrii care rezultă pentru cîteva valori ale lui a.

Tabela 1

k	α	a	T_2	t_0
1,1	1,04	0,74	$\frac{0,35}{\operatorname{tg}\theta}$	$\frac{0,36}{\operatorname{tg}\theta}$
2	1,38	0,75	$\frac{0,25}{\operatorname{tg}\theta}$	$\frac{0,36}{\operatorname{tg}\theta}$
5	2,0	0,80	$\frac{0,13}{\operatorname{tg}\theta}$	$\frac{0,26}{\operatorname{tg}\theta}$
7	2,25	0,84	$\frac{0,1}{\operatorname{tg}\theta}$	$\frac{0,22}{\operatorname{tg}\theta}$

După cum rezultă din figura 3, suma $T_1 + T_2$ a celor două constante de timp se deduce imediat din diagramă. O dată calculat T_2, se poate ușor determina T_1 și apoi se poate face o verificare a calculului cu ajutorul diagramei.

Cu această aproximare se înlocuiește răspunsul real cu un răspuns care ar cuprinde un timp mort :

$$T_m = t_1 - t_0$$

și două constante de timp T_1 și T_2.

Pentru determinarea optimă a valorilor V_R, T_i și T_d, trebuie adoptat un criteriu. Cu această aproximație a răspunsului s-a constatat că cel mai comod criteriu este acela al „controlabilității sistemului de reglare" [2], [3], care a fost propus de autor la finele anului 1963. Acest criteriu este definit printr-un coeficient de controlabilitate b, din relația :

$$b = e^{-\omega_0 T_m},$$

în care ω_0 este lățimea de bandă a perturbațiilor în sistemul de reglare considerat și T_m timpul mort al sistemului. Lățimea de bandă

ω_0 se poate determina experimental pentru ansamblul sistemului [2].

În aceste condiţii, valoarea optimă a coeficientului unui regulator PID este :

$$V_R = b\left[1 - \frac{1}{2}b + \frac{T_1 + T_2}{T_m}b\right];$$

$$T_i = V_R \frac{T_m}{b^2};$$

$$T_d = \frac{b}{V_R}\left[1 - \frac{1}{2}b + \frac{T_1 T_2}{(T_1 + T_2)T_m}\right](T_1 + T_2).$$

Dacă se dimensionează sistemul pentru perturbaţii la intrare, $b = 1$ ($\omega_0 = \infty$), şi formulele devin :

$$V_R = \frac{1}{2} + \frac{T_1 + T_2}{T_m};$$

$$T_i = \frac{T_m}{2} + T_1 + T_2;$$

$$T_d = \frac{(T_1 + T_2)T_m + 2T_1 T_2}{T_m + 2(T_1 + T_2)},$$

Critica ce se poate aduce acestei metode de aproximare a răspunsului este, în principal, legată de stabilirea punctului I, pe baza căruia se stabilesc valorile lui a şi k. Incertitudini în fixarea acestui punct vor influenţa valoarea măsurată pentru a şi deci valoarea raportului k, după cum reiese din examinarea tabelei 1.

Obţinerea valorii tangentei unghiului θ este mai puţin supusă erorii.

În orice caz, cu această aproximare se reduce simţitor valoarea timpului mort T_m, care se va întrebuinţa în stabilirea valorii lui V_R, T_i şi T_d, orice criteriu de optimizare s-ar adopta şi deci face posibilă stabilirea unei reglări mai eficiente.

Într-un proces în care s-a aplicat această aproximaţie s-a obţinut :

$T_1 = 2$ min ; $T_2 = 1$ min ; $T_m = 1$ min,

şi întrebuinţînd criteriul controlabilităţii optime s-au dedus valorile următoare pentru un regulator PID :

$V_R = 3{,}5$; $T_i = 3{,}5$ min ; $T_d = 1$ min.

Metoda de aproximare bazată pe stabilirea perechii T_m , T a dus la valorile :

$T_m = 1{,}5$ min ; $T = 4$ min.

şi întrebuinţînd formulele lui Oppelt [1] :

$V_R = 3{,}2$; $T_i = 3$ min ; $T_d = 0{,}6$ min.

Studii experimentale pentru întrebuinţarea acestei aproximări şi stabilirea unor abace sînt în curs la Institutul de proiectări de aparataj electrotehnic şi aparatură de automatizare (IPA).

BIBLIOGRAFIE

[1] Oppelt, W. *Kleines Handbuch Technischer Regelvorgänge.*
[2] Pmem van der Grinten. *Determining Plant Controlability.* In : Control Engineering, oct 1963.
[3] * * * *Finding Optimum Controller settings.* In : Control Engineering, dec 1963.

Ing. A. RADU

Generator de impulsuri de 3,5 MW

Generatoarele de impulsuri de mare putere au căpătat în ultima vreme o largă răspîndire în numeroase domenii de activitate tehnică şi ştiinţifică.

Aceste generatoare au un rol important în crearea unor instrumente moderne de cercetare în domeniul fizicii nucleare, îndeosebi a acceleratoarelor liniare, a instalaţiilor pentru obţinerea şi studiul proprietăţilor plasmei, a cîmpurilor magnetice pulsante foarte intense, necesare camerelor cu bule, polarizării nucleelor atomice etc.

Generatoarele de impulsuri de mare putere mai sînt folosite şi în alte scopuri, printre care se numără şi obţinerea de informaţii asupra comportării în regim de impulsuri a materialelor magnetice şi izolante.

Generatorul realizat de noi este destinat probelor preliminare, la putere redusă, ale acceleratorului liniar de electroni aflat în construcţie la I.F.A., cum şi încercărilor de materiale folosite în tehnica impulsurilor de mare putere şi înaltă tensiune.

Factorii hotărîtori în alegerea tipului acestui generator de impulsuri au fost simplitatea şi evitarea, pe cît posibil, a materialelor speciale din import.

Tipul de generator care corespunde integral cerinţelor enunţate este acela cu linie de formare şi eclator rotativ, cu încărcare rezonantă de la o sursă de tensiune alternativă.

1. Principiul de funcţionare şi criteriile de calcul

Schema de principiu a generatorului realizat este arătată în figura 1.

Generatorul de impulsuri funcţionează în felul următor : capacitatea C_l a liniei de for-

mare LF se încarcă de la sursa de alimentare G, prin intermediul transformatorului ridicător T şi al inductanţei de separare L_s. Elementele circuitului serie L_sC_l (inductanţa liniei de

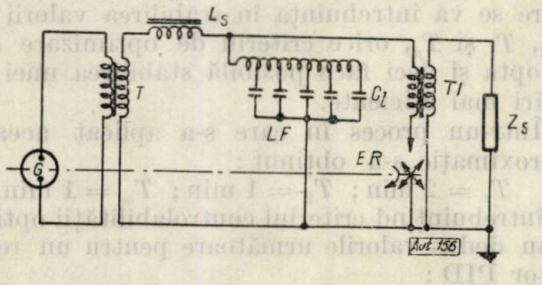


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului de impulsuri.

formare L_l este neglijabilă) sînt astfel alese încît circuitul să rezoneze pe frecvenţa sursei de alimentare G, un generator de curent alternativ. Pe durata perioadei de încărcare, eclatorul rotativ ER este deschis, nu conduce. În momentul cînd tensiunea liniei de formare a ajuns la maximum şi are polaritatea dorită, unul dintre electrozii mobili ai eclatorului se apropie de electrodul fix şi descarcă linia de formare pe primarul transformatorului de impulsuri TI. În secundarul acestuia din urmă se obţine un impuls cu amplitudinea şi polaritatea dorită. Pe durata perioadei de descărcare a liniei de formare, L_s separă sursa de alimentare de restul generatorului de impulsuri, ferind-o de scurtcircuitare. Pentru a obţine impulsuri de polaritatea dorită şi la timpul potrivit, eclatorul rotativ este sincronizat şi fazat cu tensiunea sursei de alimentare. În acest scop eclatorul are un număr bine determinat de electrozi mobili şi este fixat într-o poziţie corespunzătoare pe axul generatorului de alimentare G.

În funcţionarea generatorului de impulsuri se disting două circuite: circuitul de încărcare, şi circuitul de descărcare, ambele rezultînd din schema de principiu din figura 1.

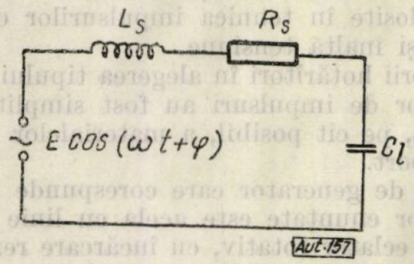


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului de încărcare.

Schema echivalentă a circuitului de încărcare [1] este arătată în figura 2.

În această schemă, spre simplificare, se admite că sursa de alimentare nu are impedanţă internă; inductanţa liniei de formare L_l este neglijabilă în comparaţie cu L_s; inductanţa de separare este constantă, iar rezistenţa ohmică a celorlalte elemente ale circuitului este neglijabilă în comparaţie cu aceea a bobinajului inductanţei de separare R_s.

Ecuaţia diferenţială a circuitului din figura 2 este:

$$L_s \ddot{q}_l + R_s \dot{q}_l + q_l / C_l = E \cos(\omega t + \varphi) \qquad (1)$$

unde: q_l este sarcina electrică a liniei de formare.

În scopul simplificării analizei se presupune că după fiecare impuls capacitatea liniei de formare C_l se descarcă complet şi deci la începutul şi la sfîrşitul perioadei de încărcare prin L_s nu circulă nici un curent.

În acest caz, soluţia ecuaţiei (1), pentru încărcare rezonantă, are forma:

$$q_l(t) = QC_l E\left(1 - e^{-\frac{\omega t}{2Q}}\right) \cos \omega t, \qquad (2)$$

unde: Q este factorul de calitate al circuitului de încărcare.

Din (2) rezultă:

$$u_l(t) = QE\left(1 - e^{-\frac{\omega t}{2Q}}\right) \cos \omega t, \qquad (3)$$

$$i(t) = \frac{E}{R_s}\left(e^{-\frac{\omega t}{2Q}} - 1\right) \sin \omega t, \qquad (4)$$

unde:

$u_l(t)$ este tensiunea liniei de formare;

$i(t)$ — curentul sursei de alimenatre.

În momentul descărcării liniei de formare, egalităţile (3) şi (4) devin:

$$u_l(T) = QE\left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q}}\right), \qquad (5)$$

$$i(T) = 0. \qquad (6)$$

O atenţie deosebită se acordă în construcţia generatoarelor de impulsuri factorului de calitate Q. Valoarea lui influenţează intens toţi parametrii circuitului de încărcare: multiplicarea tensiunii, randamentul, factorul de putere şi gabaritele.

Valoarea inductanţei de separare este determinată de condiţiile de rezonanţă a circuitului de încărcare:

$$L_s = 1/\omega^2 C_l. \qquad (7)$$

Încărcarea rezonantă are, faţă de celelalte moduri de încărcare, — oscilatorie sau liniară —, avantaje evidente: lipsa supracurenţilor şi supratensiunilor bruşte; randament şi factor de putere ridicat, multiplicarea puternică a tensiunii de alimentare şi simplitatea

circuitului de încărcare (lipsa diodei serie pentru menţinerea tensiunii maxime a liniei de formare).

Schema echivalentă a circuitului de descărcare este arătată în figura 3.

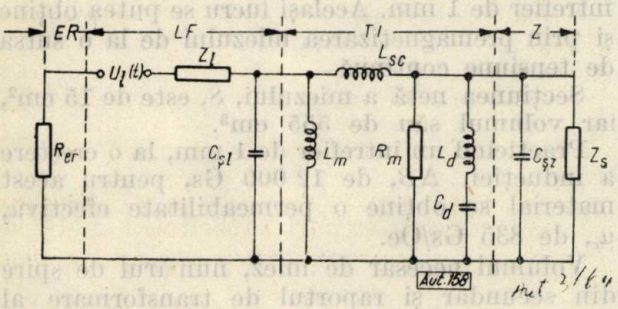


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului de descărcare.

În această schemă s-au făcut următoarele notaţii:

R_{er} — rezistenţa eclatorului rotativ;
$u_l(t)$ — tensiunea liniei de formare;
Z_l — impedanţa liniei de formare;
C_{sl} — capacitatea parazită şunt a liniei de formare;
L_m — inductanţa şunt a transformatorului de impulsuri;
R_m — rezistenţa şunt a transformatorului de impulsuri;
L_{sc} — inductanţa de scăpări a transformatorului de impulsuri;
L_d — inductanţa distribuită a transformatorului de impulsuri;
C_d — capacitatea distribuită a transformatorului de impulsuri
C_{sz} — capacitatea şunt a sarcinii;
Z_s — impedanţa de sarcină.

În scopul obţinerii unor relaţii simple pentru regimul static de funcţionare al generatorului de impulsuri se consideră, fără a introduce erori însemnate, că *LF* formează impulsuri perfect dreptunghiulare, iar R_{er}, C_{sl} şi C_{sz} sînt neglijabile.

Presupunînd că generatorul de impulsuri lucrează pe o sarcină adaptată şi ţinînd seamă de cele arătate, se obţin relaţiile:

$$Z_l = Z_s \cdot \alpha/\beta; \tag{8}$$

$$I = U_l/2Z_l\beta; \tag{9}$$

$$U = U_l/2\alpha; \tag{10}$$

$$P = U_l^2/4Z_l\alpha\beta; \tag{11}$$

$$P_{med} = \tau f P; \tag{12}$$

$$\alpha = 1 + \frac{Z_l + R_m}{R_m} \simeq \left(\frac{\tau}{2L_m} + \frac{1}{R_m}\right) Z_s; \tag{13}$$

$$\beta = 1 + \frac{R_{er}}{Z_l} \simeq \left(\frac{L_{sc}}{Z_s} + C_d Z_s\right) \frac{1}{2\tau}, \tag{14}$$

unde:

U_l este tensiunea nominală a liniei de formare;
I — curentul de sarcină în impuls;
U — tensiunea pe sarcină în impuls;
P — puterea debitată pe sarcină în impuls;
P_{med} — puterea medie pe sarcină;
τ — durata impulsului;
f — frecvenţa de repetiţie;
α — factorul pierderilor şunt;
β — factorul pierderilor serie.

Egalînd energia debitată în sarcină cu aceea înmagazinată în linia de formare, se obţine relaţia dintre durata impulsului şi parametrii liniei de formare:

$$\tau = 2C_l Z_l. \tag{15}$$

Determinarea parametrilor principali ai circuitului de descărcare se face, de obicei, cu o bună aproximaţie, cu ajutorul acestor relaţii, în care se consideră: $\alpha = \beta = 1$ (circuit fără pierderi); urmînd ca formulele exacte să fie folosite abia în stadiul final cînd se cunosc valorile reale ale lui α şi β.

Rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale corespunzătoare circuitului de descărcare este destul de laborioasă şi de aceea se dau numai cîteva concluzii referitoare la influenţa pe care o au diferitele elemente ale schemei echivalente asupra formei impulsului:

a) durata frontului impulsului este dictată în special de valoarea lui L_{sc}, fiind direct proporţională cu aceasta:

$$\tau_f \simeq \frac{L_{sc}}{Z_s} \ln 10; \tag{16}$$

b) palierul impulsului este influenţat în special de L_m; cu cît valoarea acesteia va fi mai mare, cu atît mai mică va fi căderea palierului

$$\frac{\Delta U}{U} \simeq \frac{Z_s \tau}{L_m}; \tag{17}$$

c) principalul rezervor de înmagazinare a energiei după sfîrşitul impulsului este tot L_m, durata spatelui impulsului fiind direct proporţională cu valoarea ei:

$$\tau_s \simeq 6 \frac{L_m}{Z_s}; \tag{18}$$

d) C_d şi L_d produc o serie de oscilaţii a căror perioadă este direct proporţională cu valoarea lor:

$$T_s = 2\pi (C_d L_d)^{1/2}. \tag{19}$$

Aceste oscilaţii se suprapun peste impulsul principal, influenţînd în special asupra palierului şi spatelui acestuia.

Din cele arătate reiese clar influenţa puternică pe care o au asupra formei impulsului diferiţii parametri ai *TI*, cum şi necesitatea proiectării şi executării cît mai îngrijite a acestuia.

2. Realizarea şi experimentarea

Datele nominale ale generatorului de impulsuri, pe baza cărora s-au calculat parametrii principali ai elementelor sale, au fost :

$$U = 50 \text{ kV}; \; I = 70 \text{ A}; \; \tau = 2\mu\text{s};$$
$$f = 200 \text{ Hz}; \; Z_l = 10 \; \Omega.$$

Din aceste date rezultă imediat :

$$P = 3{,}5 \text{ MW}; \; P_{med} = 1{,}4 \text{ kW};$$
$$Z_s = 715 \; \Omega; \; C_l = 0{,}1 \cdot 10^{-6} \text{ F}; \; L_s = 6{,}35 \text{ H}.$$

2.1. *Transformatorul de impulsuri*

În ansamblul generatorului de impulsuri, *TI* îndeplineşte următoarele funcţiuni principale [2] :

a) adaptează impedanţa liniei de formare la impedanţa sarcinii ;

b) transformă tensiunea generatorului de impulsuri pînă la valoarea tensiunii de lucru a sarcinii ;

c) permite obţinerea unei tensiuni de polaritatea dorită ;

d) separă din punct de vedere electric circuitul de tensiune relativ joasă al generatorului de impulsuri de circuitul de tensiune înaltă al sarcinii.

Funcţionarea transformatorului de impulsuri se caracterizează prin procese tranzitorii foarte rapide şi intense, care impun folosirea unor materiale magnetice şi izolante cu calităţi adecvate, cum şi o construcţie deosebită.

Regimului de magnetizare în impulsuri îi este specifică creşterea şi descreşterea rapidă, şi fără schimbarea polarităţii, a intensităţii cîmpului magnetic. În acest scop materialele magnetice folosite în construcţia *TI* trebuie să aibă :

a) inducţie de saturaţie mare ;

b) inducţie remanentă mică ;

c) pierderi mici prin histerezis şi curenţi turbionari.

Unele dintre eele mai cunoscute materiale magnetice utilizate pentru transformatorul de impulsuri sînt : hipersil, trafoperm nr. 2, ∋ 310.

Constructiv transformatorul de impulsuri se deosebeşte de transformatoarele obişnuite prin :

a) dimensiuni reduse ;

b) număr mic de spire ;

c) tensiuni specifice (pe spiră), mari ;

d) tole foarte subţiri ;

e) izolaţie de înaltă calitate şi de dimensiuni reduse ;

f) conexiuni de bobinaj speciale (pentru reducerea capacităţilor şi inductanţelor parazite).

Transformatorul de impulsuri realizat în lucrarea de faţă este format din două miezuri de trafoperm nr. 2 — 101 a de tipul SO—90, formate din cîte două U-uri. Pentru a folosi mai raţional materialul, inducţia remanentă a fost mult redusă prin practicarea în miez a unui întrefier de 1 mm. Acelaşi lucru se putea obţine şi prin premagnetizarea miezului de la o sursă de tensiune continuă.

Secţiunea netă a miezului, S, este de 15 cm², iar volumul său de 555 cm³.

Practicînd un întrefier de 1 mm, la o creştere a inducţiei, ΔB, de 12 000 Gs, pentru acest material se obţine o permeabilitate efectivă, μ_e, de 835 Gs/Oe.

Volumul necesar de miez, numărul de spire din secundar şi raportul de transformare al *TI* rezultă din relaţiile :

$$V = \frac{4\tau\mu_e \cdot 10^6 I U \tau}{\Delta B^2} = 510 \text{ cm}^3; \qquad (20)$$

$$N_2 = \frac{U\tau \cdot 10^8}{S \cdot \Delta B} = 55 \text{ spire}; \qquad (21)$$

$$n_{TI} = (Z_s/Z_l)^{1/2} = 8{,}5. \qquad (22)$$

Pentru bobinaj s-a folosit conductor lităt izolat în policlorură de vinil la o încărcare specifică de 7,5 A/mm² (se recomandă 7 ÷ 10 A/mm²).

Bobinajul este executat pe o singură coloană a miezului, drept izolaţie între straturi folosindu-se polietilena.

În figura 4 este arătat schematic transformatorul de impulsuri şi conexiunile bobinajului acestuia.

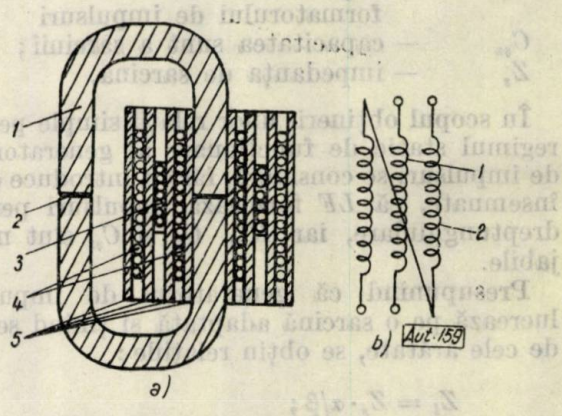


Fig. 4. Transformatorul de impulsuri :
a) secţiune prin transformator ; *b*) — schema de conexiuni
1 — miez ; *2* — întrefier ; *3* — bobinajul primar ; *4* — bobinajul secundar ; *5* — izolaţia.

Transformatorul, în lipsa unui generator de alimentare, a fost probat o dată cu întreg generatorul de impulsuri.

2.2. *Linia de formare*

În generatoarele de impulsuri de mare putere se folosesc linii de formare cu constante concen-

trate, deoarece au dimensiuni mult mai reduse și pot lucra la tensiuni și puteri mai mari decît liniile de formare cu constante distribuite.

La alegerea tipului de linie de formare trebuie avută în vedere nu numai calitatea impulsului obținut, ci și ușurința în confecționare, folosirea pe cît posibil a produselor de serie, standardizate.

De aceea, cel mai răspîndit tip de linie de formare, cu constante concentrate, este cel cu capacități egale în fiecare celulă, tip adoptat și în lucrarea de față.

Numărul celulelor liniei de formare, n, este determinat în întregime de durata impulsului și durata necesară a frontului acestuia, τ_f:

$$n \simeq 0{,}4\,\tau/\tau_f = 5. \qquad (23)$$

Este foarte important ca valorile capacității și inductanței unei celule să fie suficient de mari, încît capacitățile și inductanțele parazite ale montajului, practic, să nu influențeze cu nimic parametrii și forma impulsului generat [3].

Condensatoarele folosite trebuie să fie de bună calitate, cu pierderi și inductanțe proprii mici, iar inductanțele celulelor liniei să fie îngrijit executate.

În cazul de față linia de formare este compusă din cinci celule. S-au folosit condensatoare cu mică, de tipul KV9 — 0,01 μF, 25 kV, cîte două condensatoare pentru fiecare celulă.

Inductanța liniei de formare este un solenoid cu prize, bobinat într-un singur strat cu sîrmă de cupru argintată, pe un suport de plexiglas.

Valoarea inductanței totale a liniei de formare este dată de formula:

$$L_l = \frac{\tau Z_l}{2} = 10^{-5}\ \text{H}. \qquad (24)$$

Inductanța unei singure celule este cu o aproximație satisfăcătoare, de n ori mai mică, avînd grijă ca dimensiunile solenoidului să fie astfel alese încît să asigure o anumită inductanță mutuală între bobinele celulelor.

Tensiunea nominală a liniei de formare este:

$$U_l = 2(PZ_l/\eta_d)^{1/2} = 14\ \text{kV}. \qquad (25)$$

Ea depinde și de randamentul circuitului de descărcare, η_d.

Linia de formare a fost probată la niveluri mici cu ajutorul unui generator de semnale dreptunghiulare. Atît forma cît și durata impulsului au corespuns celor calculate.

2.3. *Eclatorul rotativ*

Ca element de comutare pentru generatoarele de impulsuri cu linie de formare se pot folosi tuburi ionice (tiratroane cu hidrogen) sau eclatoare (statice sau rotative). În afară de eclatoarele rotative, celelalte elemente de comutare au electrod de comandă și necesită pentru aprinderea lor un generator de impulsuri separat, submodulatorul.

În cazul de față pe baza resurselor interne s-a impus cu necesitate folosirea eclatorului rotativ, care prin simplitate compensează dezavantajul său principal, și anume dependența tensiunii de străpungere de factorii externi: (umiditate, presiune și vibrații).

Eclatorul rotativ este fixat pe axul generatorului de alimentare și este constituit dintr-un disc metalic, izolat față de axul generatorului, în care sînt fixați, radial, opt electrozi cilindrici de tantal. Electrodul fix, la care se conectează înalta tensiune, are posibilitatea de deplasare pe un arc de cerc de $\pi/4$, pentru a obține fazarea dorită.

Diametrul electrozilor este de 0,5 cm, iar distanța dintre vîrfurile a doi electrozi mobili opuși este de 50 cm.

Spațiul de străpungere între electrozii mobili și cel fix se poate regla în limitele 0—6 mm, prin deplasarea electrodului fix cu ajutorul unui dispozitiv micrometric.

Discul metalic rotativ este pus la masă prin intermediul unei perii de cupru curbate, menținută în contact cu discul cu ajutorul unor resorturi lamelare.

Eclatorul rotativ este prevăzut, de asemenea, cu un ventilator propriu, montat pe ax, care creează o ușoară suprapresiune în carcasa metalică de ecranare, pentru a îmbunătăți, într-o oarecare măsură, atît condițiile de străpungere, cît și cele de deionizare.

Schematic, eclatorul rotativ este arătat în figura 5.

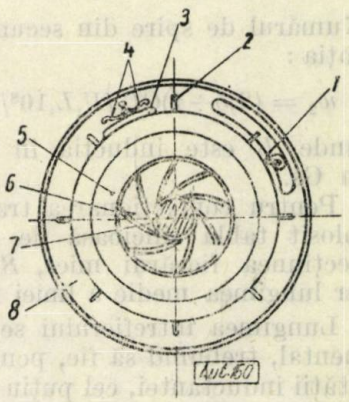


Fig. 5. Eclatorul rotativ:
1 — electrod fix; *2* — electrod mobil; *3* — perie metalică; *4* — resorturi lamelare; *5* — material izolant; *6* — ventilator; *7* — axul generatorului; *8* — carcasă de protecție.

2.4. *Transformatorul ridicător*

Acest transformator este de o construcție specială, servind în același timp și ca inductanță de separare. Înglobarea inductanței de separare în transformatorul ridicător duce la o micșorare a gabaritelor cu 20 — 30%, față de cazul în care se folosesc piese separate.

Transformatorul de încărcare este format din două miezuri distincte, în care sînt practicate

întrefieruri reglabile. Primarul transformatorului este bobinat numai pe unul dintre miezuri, iar secundarul, care serveşte şi ca inductanţă de separare, cuprinde în mijlocul său ambele miezuri. Cel de-al doilea miez serveşte

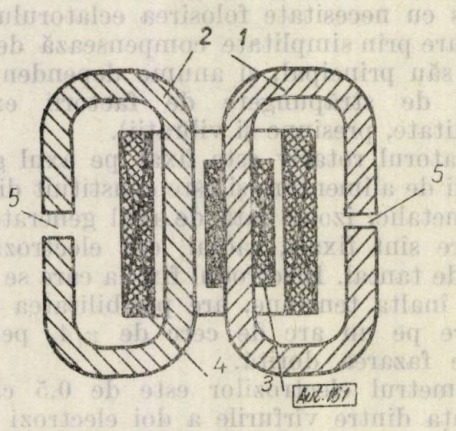


Fig. 6. Transformatorul ridicător:
1 – miezul principal; *2* – miezul de scăpări; *3* – bobinajul primar; *4* – bobinajul secundar; *5* – întrefier reglabil.

la crearea unui flux de scăpări. Prin varierea întrefierului acestuia se asigură concomitent atît liniaritatea, cît şi reglajul valorii inductanţei de separare. Intrefierul din miezul principal serveşte la micşorarea fluxului creat de componenta continuă a curentului din secundarul transformatorului.

Schematic, transformatorul este arătat în figura 6.

Tensiunea nominală a transformatorului este dată de formula:

$$U_t = U_l/\sqrt{2}\,Q(1 - e^{-\frac{\pi}{Q}}) = 4{,}3 \text{ kV}. \qquad (26)$$

Numărul de spire din secundar rezultă din relaţia:

$$w_2 = (2{,}5 \div 4)QC_l f U_t L_s 10^8/BS = 185 \text{ spire}, \qquad (27)$$

unde B este inducţia în miezul de scăpări în Gs.

Pentru confecţionarea transformatorului s-a folosit tablă silicioasă de 0,35 mm grosime. Secţiunea fiecărui miez, S, este de 60 cm^2, iar lungimea medie a liniei magnetice, 140 cm.

Lungimea întrefierului se determină experimental, trebuind să fie, pentru păstrarea liniarităţii inductantei, cel puţin 0,6% din lungimea medie a liniei de forţă magnetică.

Reglajul definitiv al valorii lui L_s s-a făcut astfel încît să se obţină o frecvenţă de rezonanţă a circuitului de încărcare cît mai apropiată de aceea a generatorului de alimentare. Frecvenţa de rezonanţă, f_{rez}, a circuitului de încărcare, după cum reiese şi din figura 7, depinde de valoarea întrefierului miezului de scăpări, δ.

Pentru valori ale întrefierului mai mari decît 9 cm, datorită închiderii unei părţi a fluxului de scăpări prin cuva transformatorului, valoarea inductanţei de separare rămîne, practic, constantă, rezultînd o frecvenţă de rezonanţă de 190 Hz, foarte apropiată de 195 Hz, cît era necesar în realitate.

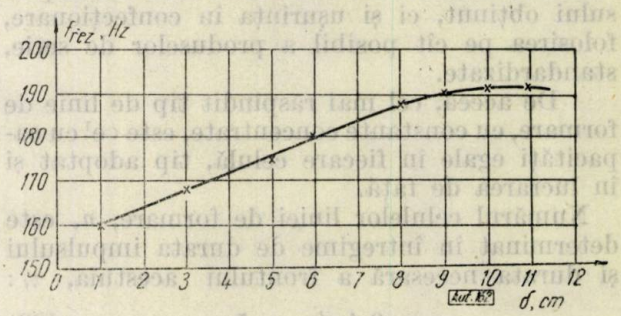


Fig. 7. Dependenţa frecvenţei de rezonanţă a circuitului de încărcare de valoarea întrefierului transformatorului ridicător, $f_{rez} = f(\delta)$.

2.5 *Generatorul de alimentare*

Acesta este un alternator monofazat cu următoarele date: 280 V; 24,1 A; 200 Hz; 1 500 rot/min; $I_{ex} = 10{,}5$ A; acţionat prin cuplare directă de un motor asincron trifazat, de 4 kW, 1 460 rot/min.

2.6. *Schema generatorului de impulsuri*

Schema reală a generatorului de impulsuri din figura 8 se deosebeşte de aceea din figura 1 prin faptul că este prevăzută şi cu elemente de măsură şi de protecţie.

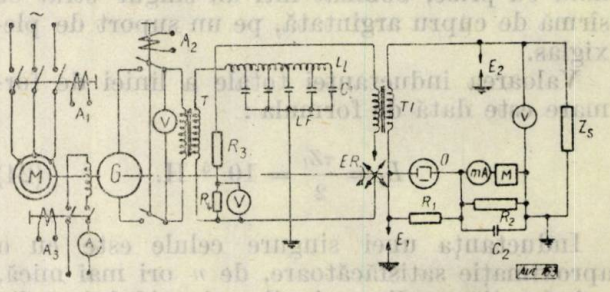


Fig. 8. Schema reală a generatorului de impulsuri.

Eclatorul E_1 străpunge la 500 V şi serveşte la protejarea aparatelor de măsură şi a personalului de deservire împotriva înaltei tensiuni care ar apărea în cazul întreruperii circuitului de sarcină în ramura „rece", de joasă tensiune.

Eclatorul E_2 lucrează la 55 kV şi protejează generatorul împotriva supratensiunilor care ar apărea datorită întreruperii circuitului de sarcină în ramura „caldă".

Împotriva scurtcircuitelor în sarcină, generatorul este protejat de un releu maximal de intensitate temporizat, M, care lucrează cînd valoarea componentei continue a curentului de sarcină depăşeşte 50 mA, pentru o durată mai mare de 5 s. Orice străpungere a eclatorului E_2 duce, de asemenea, la funcţionarea releului M.

Pentru măsurarea valorii medii a curentului de sarcină se foloseşte circuitul R_2C_2. Acelaşi circuit serveşte şi la alimentarea releului maximal M.

Oscilografierea formei impulsului de curent şi determinarea amplitudinii lui se fac cu ajutorul rezistenţei $R_1 = 0{,}5\,\Omega$ şi a oscilografului O.

Mărimea şi forma tensiunii din secundarul transformatorului ridicător se măsoară cu ajutorul divizorului de tensiune R_3R_4.

Instrumentele sînt toate arătate în schemă.

Motorul de antrenare, generatorul de alimentare şi circuitul de excitaţie al acestuia sînt comandate de la distanţă cu ajutorul automatelor A_1, A_2, A_3. Reglajul excitaţiei se face prin variaţia tensiunii redresorului de excitaţie cu ajutorul unui autotransformator reglabil acţionat de un servomotor.

În circuitul bobinelor de comandă a automatelor A_1, A_2, A_3 se introduc toate contactele de blocaj ale releelor de protecţie şi de condiţionare, menite să asigure o anumită ordine în pornirea şi oprirea generatorului de impulsuri.

Primele probe ale generatorului, în ansamblu, au dovedit că sînt necesare retuşări ale inductanţei de separare pentru a obţine încărcarea rezonantă a circuitului L_sC_l. Asemenea retuşări au fost necesare şi la transformatorul de impulsuri pentru îmbunătăţirea formei impulsului.

Încercările s-au făcut pe o sarcină artificială, neinductivă de 700 Ω, 1,4 kW special construită în acest scop, obţinîndu-se următoarele rezultate :

$$U = 50 \text{ kV}\,;\; I = 73 \text{ A}\,;\; \tau = 2{,}2\ \mu\text{s}\,;\; \tau_f = 0{,}2\ \mu\text{s}.$$

Amplitudinea impulsului de tensiune U, în caz de necesitate, cum rezultă şi din figura 9, poate fi ridicată pînă la 60 kV.

Prin inversarea polarităţii tensiunii generatorului de alimentare sau prin deplasarea corespunzătoare a electrodului fix al eclatorului rotativ, generatorul poate da impulsuri pozitive sau negative.

Constructiv, generatorul de impulsuri este format din trei părţi :

a) grupul motor-generator-eclator, rotativ, montat pe un şasiu metalic special;

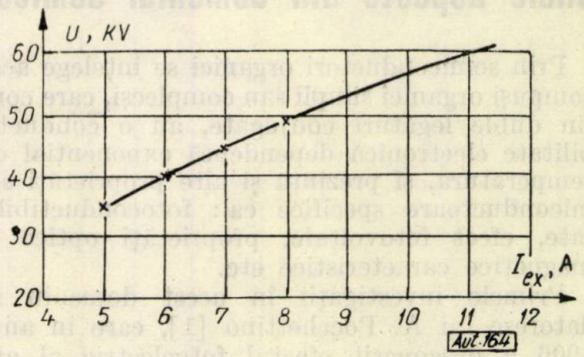


Fig. 9. Dependenţa tensiunii de ieşire a generatorului de impulsuri de valoarea curentului de excitaţie al generatorului de alimentare, $U = f(I_{ex})$.

b) transformatorul ridicător, linia de formare şi transformatorul de impulsuri, montate într-o cuvă cu ulei de transformator;

c) dispozitivele de reglaj, comandă şi măsură, montate în panoul de comandă.

Greutatea totală a generatorului de impulsuri propriu-zis (*a* şi *b*), inclusiv uleiul de transformator, este de circa 1 000 kg.

Manipularea şi exploatarea generatorului de impulsuri sînt simple. Experienţa a arătat că generatorul este robust şi sigur în funcţionare, singura piesă care necesită o întreţinere mai atentă fiind eclatorul rotativ*.

BIBLIOGRAFIE

[1] Glasoe, G. N. şi Lebacqz, , J. V. *Pulse generators.* New York, Mc Graw-Hill, 1948.
[2] *Iţhoki*, I a. S. *Impulsnaia tehnika.* Moscova, Izdatelstvo Sovetskoe Radio, 1949.
[3] Dikii, A. D. şi Soldatov, I. A. *Peredatciki radiotehniceskih sredstv.* Moscova, Voenizdat, 1960.

* Autorul mulţumeşte tov. ing. I. Teodorescu pentru sprijinul acordat pe tot parcursul lucrării, tov. ing. C. Popescu, pentru ajutorul dat la proiectarea părţii mecanice şi tovarăşilor Şt. Jugănaru şi E. Lucaci, pentru lucrul de bună calitate.

Conf. C. GHEORGHIȚĂ-OANCEA

Unele aspecte din domeniul semiconductorilor organici

Prin semiconductori organici se înțelege acei compuși organici simpli sau complecși, care conțin duble legături conjugate, au o conductibilitate electronică dependentă exponențial de temperatură, și prezintă și alte proprietăți semiconductoare specifice ca: fotoconductibilitate, efect fotovoltaic, proprietăți optice și magnetice caracteristice etc.

Primele investigații în acest domeniu se datoresc lui A. Pocchettino [1], care în anul 1906 a descoperit efectul fotoelectric al antracenului solid sub acțiunea luminii ultraviolete. În anul 1913, M. Volmer [2] a arătat că antracenul prezintă atît un efect fotoelectric intern, cînd este iluminat cu radiații din domeniul cuprins între 2 250 — 4 000 Å, cît și un efect fotoelectric extern, cînd este iluminat cu radiații sub 2 250 Å. În ceea ce privește primele măsurări făcute în anul 1910 asupra conductibilității electrice de întuneric a antracenului, acestea aparțin lui J. Koenigsberger și K. Schilling [3].

După o perioadă de peste trei decenii, în care timp în acest domeniu, practic, nu s-a mai lucrat, în anul 1941 A. Szent-Györgyi [4] a reluat problema conductibilității electrice a substanțelor organice, sugerînd că transferul de electroni π de la o moleculă la alta poate să aibă un rol foarte important în procesul de conductibilitate.

Studii sistematice asupra proprietăților semiconductoare ale substanțelor organice încep să apară însă o dată cu lucrările lui A. T. Vartanian, în U.R.S.S. și ale lui D. D. Eley, în Anglia; în ultimii zece-cinsprezece ani, în multe țări au fost create centre care se ocupă cu astfel de cercetări.

Lucrările lui A. T. Vartanian [5], [6], [7], care din anul 1946 au apărut în mod continuu, s-au efectuat în special pe coloranți organici sub formă de filme obținute fie prin evaporarea solventului, fie prin sublimare. În aceste lucrări sînt tratate următoarele probleme de bază: 1) studiul conductibilității electrice în funcție de tensiunea aplicată și de temperatură; 2) dependența fotocurentului de tensiune, temperatură, timp de iluminare, intensitate de iluminare, distribuția spectrală; 3) influența atmosferei gazoase asupra conductibilității eletrice și fotoconductibilității, în special influența oxigenului.

D. D. Eley și colaboratorii [8], [10] au studiat probleme legate de conductibilitatea electrică a substanțelor organice sub formă de pulbere la diferite grade de compresiune, arătînd că valoarea energiei de activare $\Delta\varepsilon$ scade cu mărirea compresiunii pulberii cristaline. De asemenea ei au arătat în mod experimental că polienele liniare sînt semiconductori mai puțin activi decît sistemele polinucleare, cu un număr egal de electroni π.

În Japonia, H. Inokuchi și H. Akamatu [11], [12] studiază din anul 1950 fenomenele de conductibilitate electrică și fotoconductibilitate pe filme și, ulterior, pe monocristale. Ei arată, printre altele, că valoarea conductibilității electrice a hidrocarburilor superioare polinucleare crește cu numărul electronilor π din moleculă.

În anii 1953 — 1954 cercetătorii germani H. Mette, H. Pick și W. Wissmann [13], [14] au studiat pentru prima dată, pe monocristale de antracen și naftalină, conductibilitatea electrică în funcție de direcția axelor cristalografice la diferite temperaturi, arătînd existența unei anizotropii a conductibilității electrice.

Din anul 1954 un grup de cercetători canadieni, în frunte cu A. G. Chynoweth, G. Schneider [15], [16], studiind comparativ conductibilitatea electrică și fotoconductibilitatea pe două tipuri de celule-sandwich și de suprafață au dovedit existența atît a unor curenți superficiali, cît și a unor curenți care iau naștere în profunzimea substanței. Proporția de apariție a unora sau a altora dintre fotocurenți depinde de tipul celulei. La celula de suprafață, în mod practic, pot fi considerați numai curenții superficiali, iar la aceea de tip sandwich, curenții de profunzime.

Școala de la Sidney-Londra unde lucrează L. E. Lyons, D. J. Carswell, A. Bree și alții [17], [18] a adus, de asemenea, contribuții importante de ordin experimental și teoretic, în special asupra tranzițiilor electronice în cristalele organice, stărilor ionizante în cristale moleculare etc. În prima lucrare din această serie, D. J. Carswell relatează pentru prima dată dependența spectrală a fotoconductibilității substanțelor organice și corelația lor cu spectrul de absorbție, arătîndu-se, în cazul antracenului, că fotocurentul reproduce inflexiunile curbei de absorbție a substanței. Se studiază, de asemenea, dependența spectrală a fotocurentului prin iluminarea substanței cu lumină polarizată.

În S. U. A., începînd din 1951, R. C. Nelson [19], [20] a studiat sistematic fotoconductibilitatea unor filme de coloranți organici de diferite clase.

În U.R.S.S., pe lîgă centrul de la Leningrad, unde lucrează A. T. Vartanian și cola-

boratorii săi, la Kiev, O. M. Faidiş, V. V. Slobodianik şi alţii [21] au studiat fotoconductibilitatea antracenului, în special în legătură cu procesul de difuzie a excitonilor în cristalul organic.

În afară de studiile ce se efectuează astăzi pe hidrocarburi aromatice simple pentru a lămuri mecanismul de conductibilitate electrică, fotoconductibilitate şi alte proprietăţi ale cristalelor moleculare cu însuşiri semiconductoare, direcţiile noi de cercetare în cîmpul semiconductorilor organici se orientează în domeniul complecşilor moleculari, polimerilor [22], [23] proteinelor şi radicalilor liberi.

S-au studiat astfel complecşii moleculari formaţi din hidrocarburi aromatice cu metale sau cu halogeni. Studiul proprietăţilor semiconductoare ale proteinelor şi ale complecşilor formaţi din molecule organice cu proteine au trezit un interes deosebit pentru biologia modernă. O importanţă deosebită o prezintă cercetarea polimerilor, care, sub acţiunea unor acţiuni fizice, ca tratamente termice, iradieri etc., îşi micşorează apreciabil rezistivitatea. Sub îndrumarea academicienilor A. V. Topciev, V. A. Karghin şi N. Semionov (Uniunea Sovietică) s-au obţinut polimeri cu proprietăţi semiconductoare, asemănători în unele privinţe cu germaniu şi siliciu.

S-ar putea spune că substanţele organice care prezintă proprietăţi semiconductoare se pot grupa în următoarele categorii: 1) hidrocarburile aromatice condensate cu electroni π în moleculă, care au fost cele mai studiate; 2) complecşii de adiţie intermoleculari, cercetaţi în ultimul timp şi cu perspective de dezvoltare importante; 3) polimerii, substanţele studiate cel mai intens în momentul de faţă pentru eventualele aplicaţii practice; 4) radicalii liberi organici, încă foarte puţin cunoscuţi în această privinţă.

I. Proprietăţile semiconductorilor organici

1. *Conductibilitatea electrică*

Conductibilitatea electrică a fost studiată pe substanţe organice sub formă de monocristale, pulberi cristaline şi filme subţiri, obţinute fie prin evaporarea unui solvent, fie prin evaporare termică în vid. În acest scop s-au utilizat atît celule de suprafaţă, în care substanţa era plasată între cei doi electrozi marginali, cît şi celule de tip sandwich, în care substanţa se găsea între cei doi electrozi plasaţi unul peste altul.

Măsurările s-au efectuat folosind metode de curent continuu sau alternativ. În unele cazuri s-au utilizat metode de măsură sensibile, deoarece rezistivitatea acestor substanţe poate ajunge pînă la valori în jurul a 10^{24} Ωcm.

Conductibilitatea electrică a hidrocarburilor aromatice a fost pusă în legătură cu prezenţa electronilor π mobili existenţi din sistemele cu duble legături conjugate. Studiul sistemelor cu duble legături conjugate a dus la concluzia că reprezentarea clasică a legăturilor simple şi duble nu este decît o simplificare extremă a realităţii. Aplicarea mecanicii cuantice la studiul legăturii chimice a arătat că o dublă legătură nu este un sistem de două legături simple de acelaşi fel, ci din două legături cu un caracter diferit, o legătură σ unde densitatea electronilor este aproximativ constantă şi o legătură π, unde densitatea electronilor variază în limite foarte largi. Teoria orbitalilor moleculari, aplicată la sistemul de duble legături conjugate, permite să se calculeze o funcţie de undă orbitală pentru toţi electronii care iau parte la legăturile π din sistemul conjugat şi arată că nu se poate vorbi de o localizare strictă a lor numai la doi atomi de carbon adiacenţi. În molecula în care este un sistem de duble legături conjugate există o delocalizare a electronilor π, care face ca toţi atomii de carbon să aibă şi electroni π, deci ei să aibă şi un caracter de dublă legătură. Teoria orbitalomolecular permite să se considere electronii π ca aparţinînd intregii molecule, avînd deci un caracter de colectivizare şi, prin aceasta, căpătînd oarecare analogie cu electronii liberi din metale. Conductibilitatea hidrocarburilor aromatice se bazează tocmai pe existenţa acestor electroni mobili în moleculă şi pe posibilitatea lor de a trece de la o moleculă la alta.

Caracterul de conductibilitate tipic semiconductor este datorit mobilităţii mari a electronilor π în lanţul de conjugare din moleculă, cum şi valorii mici a energiei de excitare pentru delocalizarea acestora.

Pînă în prezent nu există nici o relatare teoretică asupra mecanismului conductibilităţii electrice în cristalele moleculare, neposedîndu-se cunoştinţe suficiente despre acţiunile intermoleculare în substanţele organice cu o astfel de structură. Datorită faptului că într-un cristal molecular, slab legat, forţele intermoleculare sînt mici, nu însă neglijabile [18], energia nivelurilor optic excitate din cristal poate fi considerată, în mare măsură, asemănătoare cu aceea a moleculelor, diferenţa fiind datorită perturbării energiei de legătură a cristalului. Pentru interpretarea mecanismului de conducţie se face apel fie la stările de energie a moleculelor înseşi, fie la acelea ale cristalului, deoarece aici orbitalii se suprapun între ei, formînd zone de energie.

Astfel în ceea ce priveşte modul în care se face transferul de sarcină de la o moleculă la alta pot fi propuse două mecanisme; unul bazat pe un model al zonelor de energie, celălalt printr-un efect tunel.

Conductibilitatea electrică variază în funcţie de temperatură, după relaţia $\sigma = \sigma_0 \, e^{-\varepsilon/2kT}$. În cazul teoriei zonale, valoarea σ se interpre-

tează ca intervalul de energie dintre banda de valenţă plină şi banda de conducţie goală. În ipoteza efectului tunel, ε se interpretează ca energia necesară dintre starea de energie fundamentală a electronilor şi starea de energie a nivelurilor pe care o pot lua electronii după ce au reuşit să se strecoare prin bariera de potenţial al moleculelor vecine. S-a arătat în mai multe cazuri că există o corespondenţă între energia de activare în electroconductibilitate şi energia de excitare optică măsurată din poziţia marginii primei benzi de absorbţie optică dinspre lungimile de undă mari. Astfel, în [22], de exemplu, s-a calculat spectrul energetic al unor molecule, folosindu-se modelul simplu al gropii de potenţial cu pereţi verticali şi infinit de înalţi şi cu o lărgime a egală cu lungimea totală de conjugare. Conform acestui model, energia E_n a nivelului n este dată de :

$$E_n = \frac{h^2}{8ma^2} n^2,$$

unde m este masa electronului. În sistemele conjugate, $a = lN$ unde l este lungimea unei verigi din lanţ şi N—numărul verigilor şi, în acelaşi timp numărul electronilor π puşi în comun. Cum pe fiecare nivel de energie nu pot fi mai mult decît doi electroni, energia nivelului superior ocupat de $N/2$ este :

$$E_{N/2} = \frac{h^2}{8ml^2N^2}(N/2)^2.$$

Energia nivelului următor liber este :

$$E_{(N/2+1)} = \frac{h^2}{8ml^2N^2}(N/2+1).$$

În acest caz energia necesară pentru excitarea electronilor este :

$$\varepsilon = E_{(N/2+1)} - E_{N/2} = \frac{h^2}{8ml^2}\,\frac{(N+1)}{N^2}.$$

Lungimea de undă corespunzătoare benzii de absorbţie pentru lungimea de undă cea mai mare, este dată de :

$$\lambda = \frac{hc}{\varepsilon} = \frac{8mcl^2}{h}\,\frac{N^3}{N+1}.$$

H. Kuhn a calculat pe λ în funcţie de N pentru diferite molecule, unde se cunoştea valoarea exponenţială a lui λ. El a observat că, în cazul unui lanţ continuu de conjugare, rezultatele teoretice corespundeau cu cele experimentale. În cazul unei alternări în structura moleculei, modelul gropii de potenţial folosit mai sus nu corespundea.

D. D. Eley şi G. P. Parfitt, folosind teoria simplă a gazului electronic şi aplicînd un model similar la moleculele conjugate, au calculat energiile de tranziţie optică. Ei au alcătuit graficele din figura 1, care reprezintă energia de activare în funcţie de numărul de electroni π din moleculă; curba de jos fiind pentru un sistem de conjugare deschis, iar cea

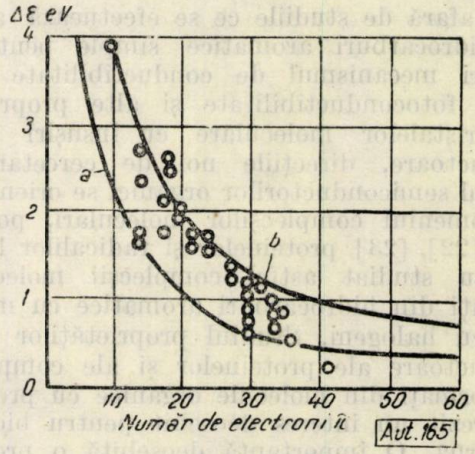


Fig. 1. Energia de activare în funcţie de numărul de electroni π din moleculă : *a*) conjugare deschisă ; *b*) conjugare închisă.

de sus pentru o conjugare închisă. Se observă că o dată cu creşterea numărului de electroni π din moleculă, energia de activare se micşorează.

Din studiul conductibilităţii electrice a semiconductorilor organici se desprind următoarele concluzii : 1) conductibilitatea electrică creşte cu mărirea numărului inelelor benzenice şi a numărului de electroni π din moleculă; 2) substanţele care sînt formate din molecule cu o structură chinoidă au o conductibilitate mai mare decît hidrocarburile cu aceeaşi formă moleculară (de exemplu, violantrona şi izoviolantrona au o conductibilitate de 10^4 ori mai mare decît a hidrocarburilor corespunzătoare); 3) inelul izoaromatic contribuie la creşterea conductibilităţii mai mult decît inelul benzenic (comparaţie între flavantronă şi pirantronă); 4) polienele liniare sînt semiconductori mai puţin activi decît sistemele polinucleare cu un număr egal de electroni π.

Conductibilitatea substanţelor organice aromatice ascultă pînă la o anumită limită de legea lui Ohm. În general însă, după cum este cunoscut, conductibilitatea substanţelor solide formate din cristale moleculare ascultă de legea lui Ohm numai într-un domeniu foarte mic, deoarece în stare pură aceste substanţe nu conţin ioni. Or, faptul că hidrocarburile aromatice au un domeniu apreciabil, în care este valabilă legea lui Ohm, arată că fenomenul de conductibilitate este datorit acestor electroni π mobili din moleculă. În sprijinul acestei propuneri este şi observaţia făcută de H. Inokuchi (Japonia) care arată că, pe măsură ce numărul de electroni π creşte în moleculă, conductibilitatea electrică a compusului creşte de asemenea.

Din cele relatate este îndreptăţit să se considere aceste substanţe ca semiconductori şi anume ca semiconductori intrinseci, deoarece fenomenele indicate apar în lipsa impurităţilor.

2. *Fotoconductibilitatea*

Fotoconductibilitatea compuşilor organici se obţine iluminînd substanţa cu radiaţii cuprinse în domeniul de absorbţie fundamentală propriu. În urma acestei absorbţii a luminii, care constituie starea primară în procesul fotoconducţiei, se creează excitoni care difuzează haotic din locul absorbţiei în cristal, pînă cînd întîlnesc condiţii — defecte de reţea etc. — pentru a produce purtători de sarcini, găuri şi electroni. La dispariţia excitonului contribuie două procese : fluorescenţa, în care electronul revine în banda de valenţă (ocupată), printr-un proces de emisie radiativă şi fotoconductibilitatea, în care una dintre sarcini este fixată de defectele reţelei, iar cealaltă liberă măreşte concentraţia purtătorilor de curent, deci conductibilitatea.

Energia suplimentară pentru tranziţia electronului în zona liberă poate fi furnizată de energia de agitaţie termică a reţelei. Acest lucru este confirmat de faptul că, o dată cu ridicarea temperaturii fotocurentul creşte exponenţial, iar fluorescenţa scade.

Curentul fotoelectric reproduce, în general, toate inflexiunile curbei de absorbţie a substanţei. Pragul fotoelectric se poate defini atunci — prin analogie cu ce se întîmplă la spectrul de absorbţie — ca lungimea de undă la care curentul atinge prima dată valoarea maximă. Formarea fotocurentului în substanţele organice aromatice este legată de existenţa electronilor mobili din însăşi molecula substanţei şi se deosebeşte de formarea fotocurentului în substanţele anorganice unde fotoconductibilitatea este datorită impurităţilor.

3. *Efectul fotovoltaic*

În perioada anilor 1955 — 1956, în Japonia, H. Baba, K. Natta şi K. Chitoku [24] au observat apariţia unei forţe electromotoare la iluminarea ftalocianinei de cupru pe care era depus un strat transparent de aur. Fenomene asemănătoare au fost obţinute apoi şi pe alte substanţe organice cu diferite metale [22]. Tensiunile observate, au variat după caz, de la milivolţi la 1 volt, iar puterea debitată era cuprinsă între 10^{-8} şi 10^{-17} W.

4. *Despre acţiunea unor factori care afectează conductibilitatea electrică şi fotoconductibilitatea semiconductorilor organici*

a. *Acţiunea atmosferei gazoase.* A. T. Vartanian şi, ulterior, alţii au arătat că sub acţiunea oxigenului fotoconductibilitatea antracenului se măreşte. Discuţiile purtate în jurul acestui fenomen nu au lămurit încă dacă aceasta se datoreşte unui proces fizic de absorbţie sau unui compus chimic, care se formează între antracen şi oxigen.

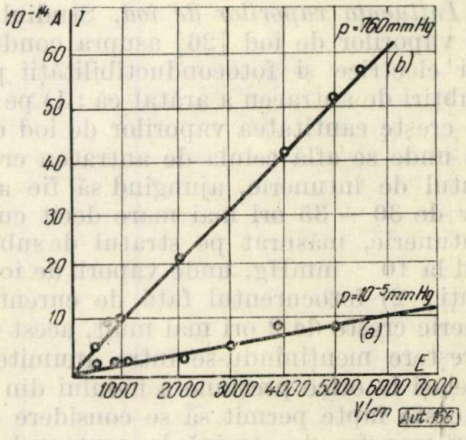


Fig. 2. Variaţia curentului de întuneric.

Un studiu cantitativ al acţiunii aerului asupra conductibilităţii electrice şi fotoconductibilităţii păturilor subţiri de antracen [25] a arătat că, la presiunea atmosferică curentul de întuneric este de cinci-şase ori mai mare decît la presiunea de 10^{-6} mmHg (fig. 2), iar fotocurentul în aceleaşi condiţii creşte de două ori (fig. 3). Modul cum variază rezistenţa straturilor cu presiunea arată că aceasta se datoreşte unui fenomen de adsorbţie a gazului şi nu este influenţată de eventuala modificare a suprafeţelor de contact dintre cristalite, cînd presiunea creşte de la 10^{-6} la 10^{3} mmHg. Experimental, s-a arătat că raportul dintre creşterea fotocurentului F_v în vid faţă de curentul de întuneric C_v în vid şi creşterea curentului în aer C_a faţă de curentul de întuneric în vid este egal cu 4 :

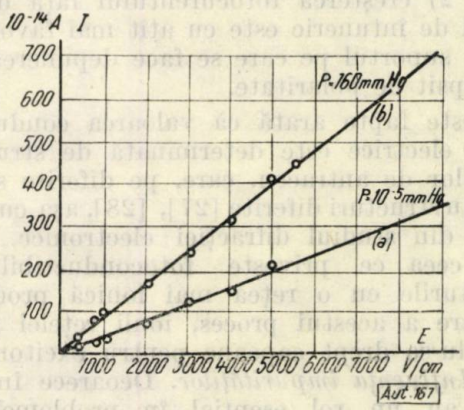


Fig. 3. Variaţia fotocurentului.

$$\frac{F_v - C_v}{C_a - C_v} = 4,$$

adică creşterea de curent datorită acţiunii exclusiv a luminii este de 4 ori mai mare decît creşterea curentului datorită numai acţiunii contaminării suprafeţei [26].

b. *Influenţa vaporilor de iod.* Studiul influenţei vaporilor de iod [26] asupra conductibilităţii electrice şi fotoconductibilităţii păturilor subţiri de antracen a arătat că : 1) pe măsură ce creşte cantitatea vaporilor de iod din incinta unde se află celula de antracen creşte şi curentul de întuneric, ajungînd să fie aproximativ de 30 — 35 ori mai mare decît curentul de întuneric, măsurat pe stratul de substanţă în vid la 10^{-3} mmHg, unde vaporii de iod erau absenţi ; 2) fotocurentul faţă de curentul de întuneric creşte de 2 ori mai mult, acest raport de creştere menţinîndu-se între anumite limite acelaşi la orice presiune a iodului din incintă. Aceste fapte permit să se considere că are loc un transfer de sarcină la contactul dintre hidrocarbura aromatică şi iod (ca în complecşii moleculari), transfer care se măreşte pe măsură ce cantitatea de iod creşte.

c. *Influenţa suportului.* Un studiu comparativ al conductibilităţii electrice şi fotoconductibilităţii păturilor subţiri de antracen depuse prin evaporare termică, în aceleaşi condiţii de presiune şi temperatură, pe trei suporturi diferite (monocristal din clorură de sodiu, proaspăt clivat, colodiu şi cuarţ) [26] a arătat : 1) conductibilitatea electrică a păturilor subţiri de antracen creşte dacă aceste straturi sînt depuse pe suporturi care au o reţea ionică ; 2) creşterea fotocurentului faţă de curentul de întuneric este cu atît mai favorizată cu cît suportul pe care se face depunerea este mai lipsit de polaritate.

Aceste fapte arată că valoarea conductibilităţii electrice este determinată de structura păturilor de antracen, care, pe diferite suporturi, au structuri diferite [27], [28], aşa cum s-a văzut din studiul difracţiei electronice.

In ceea ce priveşte fotoconductibilitatea suporturile cu o reţea mai ionică produc o inhibare a acestui proces, ionii reţelei manifestîndu-se drept capcane pentru excitoni.

d. *Influenţa impurităţilor.* Deoarece impurităţile au un rol esenţial în problemele de conducţie a semiconductorilor anorganici, este important de văzut în ce măsură ele afectează proprietăţile semiconductorilor organici. Lucrările efectuate în această direcţie sînt destul de puţine pentru a se trage concluzii definitive la ora actuală. Pe această linie, D. C. Northop şi O. Simpson [29], [30] au studiat conductibilitatea electrică şi, ulterior, fotoconductibilitatea unor hidrocarburi aromatice pure, pe care după aceea le-au impurificat cu hidrocarburi din aceeaşi clasă cu concentraţia în jurul a 10^{-3} mol/mol. De exemplu, au impurificat antracen cu naftacen, pentacen, perilen, crisen etc. Din studiul variaţiei conductivităţii cu temperatura s-a găsit că la hidrocarburile aromatice pure reprezentarea grafică a lui σ în funcţie de $1/T$ este o linie dreaptă, pe cînd în cazul impurificării este o linie frîntă. Din grafic rezultă că la temperaturi ridicate, conductibilitatea electrică depindea de energia de activare a antracenului, iar la temperaturi mai joase depindea de energia de activare a impurităţii. Totuşi, valorile conductibilităţii electrice ale soluţiilor solide formate, sînt aproximativ de acelaşi ordin de mărime ca cele ale substanţei pure, iar valorile energiei de activare se schimbă numai cu cîteva zecimi de electroni volţi. Fotoconductibilitatea este şi ea afectată sub influenţa impurităţilor.

II. Unele perspective în domeniul semiconductorilor organici

În momentul de faţă studiul semiconductorilor organici se îndreaptă în mai multe direcţii de cercetare cu caracter teoretic, experimental şi aplicativ. Astfel se impun investigaţii în ce priveşte obţinerea şi studierea proprietăţilor fizice ale unui număr cît mai mare de substanţe organice cu o puritate cît mai avansată, pentru a lămuri mecanismul conducţiei în cristale moleculare, problemă cheie în acest capitol. De asemenea este necesară extinderea studiului asupra mai multor proprietăţi fizice, ca efectul Hall (în literatură în momentul de faţă nu există decît o încercare cu reuşită în acest sens) efectul termoelectric, efecte magnetice etc. pentru a se putea lămuri semnul purtătorilor de curent etc.

Interesul pentru obţinerea de semiconductori organici cu importanţă practică este legat de sinteza macromoleculelor gigantice cu un lanţ continuu de conjugare, astfel încît mişcarea electronilor să fie asigurată de un sistem lung de duble legături conjugate. În Uniunea Sovietică, în ultimul timp, au fost obţinuţi un număr mare de polimeri semiconductori noi, prin diferite metode de polimerizare. Lucrările de avangardă ale academicienilor A. V. Topciev, V. A. Karghin şi L. S. Polak, V. E. Davidov, Berliner etc. [22], [23], [31], [32] au adus contribuţii pe plan mondial esenţiale în acest domeniu. Din aceste studii se desprinde că mărirea conductibilităţii electrice a acestor compuşi se datoreşte unei prelucrări termice a polimerului—în care caz se presupune că are loc o formare de punţi între macromolecule—şi, în special, unei prelucrări termice în atmosferă de amoniac sau alte gaze. De asemenea introducerea unor săruri metalice în macromoleculă înainte de a avea loc procesul de transformare, ca şi acţiunea iradierii, în special cu raze γ a polimerului duce la o micşorare simţitoare a rezistenţei. O îmbunătăţire deosebită a proprietăţilor semiconductoare s-a realizat printr-o acţiune combinantă a piro-

lizei cu iradierea. Conductibilitatea electrică a acestor substanţe depinde de temperatură după o relaţie exponenţială, de orientarea moleculelor, de gradul de întindere a firelor polimerului etc. Această dependenţă de starea de orientare a substanţei arată că există o anumită aranjare a lanţului macromolecular al polimerului şi că această stare de orientare contribuie la mărirea numărului de purtători de curent care trec printr-o secţiune transversală în unitatea de timp.

Polimerii s-au dovedit a fi, în general, semiconductori de tip *p*. Poliacrilonitrilul polimer cu însuşiri deosebite semiconductoare prelucrat termic prin încălzire în vid s-a arătat a fi de tip *n*. Polimerii prezintă, de asemenea, fenomene de fotoconductibilitate în domeniul vizibil şi ultraviolet. Diferitele sinteze efectuate au permis obţinerea de polimeri cu conductibilităţi electrice variate într-un domeniu de valori, care caracterizează starea metalică pînă la izolatoare.

O altă clasă de substanţe organice cu o conductibilitate superioară o constituie clasa complecşilor moleculari cu migraţie de sarcini [22], [23]. Pentru formarea acestor tipuri de complecşi este necesar ca una dintre componente să aibă proprietăţi de cedare, şi alta, proprietăţi de acceptare. Astfel, în complecşii cu metale alcaline, molecula organică este cea care primeşte, iar în complecşii cu halogenii ea este aceea care cedează. Proprietăţile semiconductoare deosebite ale acestor substanţe se datoresc transferului de sarcină între hidrocarburile aromatice şi moleculele de halogen sau de metal alcalin.

Funcţia de undă Ψ a unui complex molecular poate fi pusă sub forma:

$$\Psi = a\Psi_0\ (AD) + b\Psi_1(A^-.\ D^+),$$

unde Ψ_0 este funcţia de undă, corespunzătoare legăturii de tip Van der Waals, iar Ψ_1 funcţia de undă corespunzătoare trecerii electronului de la donorul (D) la acceptorul (A).

Teoria structurii electronice a lui Mulliken şi spectrul compuşilor moleculari cu transfer de sarcină au arătat că în starea de bază electronul este aproape localizat pe donor, iar în starea de excitare trece aproape complet la acceptor. Poziţia benzii de absorbţie a complexului corespunde unei energii date de:

$$h\nu = (I + W_N) - (\varepsilon + W_E),$$

unde:

I este potenţialul de ionizare al donorului;
W_N — energia legăturii complexului (socotită pentru o singură moleculă) în starea normală;
ε — afinitatea electronică a acceptorului;
W_E — energia legăturii în starea de excitaţie.

Din calcule de mecanică cuantică, Mulliken a obţinut formula:

$$h\nu = I - \varepsilon + \frac{a}{1+\varepsilon},$$

unde: a este o constantă.

Experimental a fost obţinută relaţia:

$$h\nu = c\ I - e,$$

unde:

c este un coeficient care variază, pentru diferiţi complecşi, între 0,5 şi 0,85;

e — afinitatea aparentă, adică o mărime care este legată de afinitatea acceptorului, dar nu este egală cu ea.

S-a observat că pentru unii complecşi energia de absorbţie optică $h\nu$ este mult mai mare decît E — energia de activare termică a electroconductibilităţii. Aceasta din urmă are valori cuprinse în domeniul 0 — 1,5 eV. Conductibilitatea electrică în aceste substanţe prezintă o anizotropie. Structura complecşilor a fost făcută cu raze X şi încă nu este bine clarificată. S-a constatat că, în orice caz, ei au o structură destul de diferită de aceea a hidrocarburii aromatice. Unii dintre ei au o structură cristalină, alţii au o structură cu un caracter amorf. Migrarea parţială sau totală a electronului în hidrocarbură este însoţită de apariţia paramagnetismului care a fost pusă în mai multe cazuri în evidenţă.

Proprietăţile semiconductoare ale substanţelor organice au importanţă în domeniul catalizei organice şi al mecanismului biofizic. Astfel se poate menţiona activitatea catalitică a poliacrilonitrilului prelucrat termic şi poliaminochinonei, faţă de reacţiile de descompunere a apei oxigenate, obţinute de A. V. Topciev, M. A. Gederik, Berliner, Blumenfeld. De asemenea poliacrilonitul, în care înainte de prelucrarea termică s-a introdus 0,01% $CuCl_2$, manifestă o activitate catalitică în reacţiile de descompunere a alcoolului, acidului acetic şi hidratului de hidrazină. Procesele de cataliză au la bază reacţii de oxidare şi reducere care implică un transfer de electroni.

Studiul proceselor de transfer electronic efectuat pe substanţe organice simple poate fi folositor pentru explicarea mecanismului biofizic în substanţa vie, unde se întîlnesc structuri mult mai complicate.

Comparaţia dintre proprietăţile semiconductoare ale germaniului şi siliciului cu cele globale ale semiconductorilor organici (în care se includ toţi, atît polimerii cît şi complecşii moleculari) este arătată în tabela 1.

Interesul pentru studiul şi aplicarea în practică a semiconductorilor organici s-a manifestat prin organizarea de simpozioane şi conferinţe internaţionale privind exclusiv problema semiconductorilor organici. La aceste manifestări la care au luat parte fizicieni, chimişti, electro-

Tabela 1

Proprietăţile	Conductivitatea electrică, σ, $\Omega^{-}\Delta$. cm^{-1}	Energia zonei interzise $\Delta\varepsilon$, eV	Mobilitatea, cm^2/Vs
Semiconductori anorganici	$10 - 10^{-12}$	Ge — 0,70 Si — 1,11	Ge $\sim 3{,}6.10^3$
Semiconductori anorganici	$10^2 - 10^{-24}$	$\sim 0{,}1 - 3$	$\sim 10^{-3}$

nişti, reprezentanţi din diferite industrii cu specialităţi variate etc., a fost discutat din punct de vedere teoretic şi experimental stadiul actual al acestor semiconductori.

Printre altele s-a ajuns la concluzia că mersul înainte spre aplicarea practică a acestor semiconductori este legat în primul rînd de rezolvarea unei probleme majore cu caracter teoretic, şi anume relaţia dintre mecanismul de conducţie electronică în aceste materiale şi structura fizico-chimică a solidului. Aplicarea teoriei zonale a corpului solid la substanţele organice a dat unele rezultate parţiale în ceea ce priveşte calculul zonelor de energie a cristalelor moleculare folosind funcţiile de undă a electronilor π. În cazul polimerilor modelul de bandă nu s-a putut aplica, deoarece însăşi structura fizico-chimică a acestor substanţe este puţin cunoscută. Faptul că totuşi în prezent se pot sintetiza polimeri cu structuri moleculare specifice, care să prezinte proprietăţi mecanice dorite, înseamnă că un studiu analog se va extinde din ce în ce mai mult şi în direcţia proprietăţilor electrice. Pasul făcut pînă acum este destul de mare dacă ne gîndim că se pot obţine compuşi organici cu energii de conducţie practic de la zero pînă la cîţiva eV şi cu conductibităţi de la $\sigma = 10^2$ $\Omega^{-}cm^{-1}$ pînă la izolatoare.

Obţinerea şi studierea proprietăţilor semiconductorilor organici fiind o problemă complexă cere o largă şi strînsă colaborare între specialiştii din diferite domenii de activitate, pentru realizarea unor cercetări ştiinţifice solide şi pentru realizarea aplicaţiilor practice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pocchettino, A. *Acad. Lincei Rend.*, 15.1, 1906, p. 355.
[2] Volmer, M. *Ann. d. Physik.* 40, 1913, p. 775.
[3] Koenigsberg, J. şi Schilling, K. *Ann. d. Physik*, 32, 1910, p. 179.
[4] Szent-Györgyi, A. *Nature*, 148, 1941, p. 157.
[5] Vartanian, A. T. *J. Phys. Chem.* 20, 1946, p. 1065.
[6] Vartanian, A. T. *Dokl.* Acad. Nauk, 71, 1950, p. 641.
[7] Vartanian, A. T. *Izv.* Acad. Nauk, 20, nr. 12, 1956, p. 1541.
[8] Eley, D. D. *Nature*, 162, 1948, p. 819.
[9] Eley, D. D., Parfitt, G. D., Perry, M. J. şi Taysumi, D. H. *Trans. Farad. Soc.* 49, nr. 79, 1953.
[10] Eley, D. D. *Res. Appl.* in Ind. 12, nr. 8—9, 1959, p. 293.
[11] Akamatu, H. şi Inokuchi, H. *J. Chem. Phys.*, 18, nr. 6, 1950, p. 810.
[12] Inokuchi, H. *Bull. Chem.* Soc. Jap., 29, 1956, p. 131.
[13] Mette, H. şi Pick, H. *Zeits. Phys.* 134, nr. 5, 1953, p. 556.
[14] Pick, H. şi Wissman, W. *Zeits. Phys.*, 138, 1954, p. 436.
[15] Ghynoweth, A. G. şi Schneider, W. G. *J. Chem. Phys.*, 22, nr. 6, 1954, p. 1021.
[16] Kommendeur, J. şi Schneider, W. G. *J. Chem. Phys.*, 28, nr. 4, 1958, p. 582.
[17] Carswel, D. J. *J. Chem. Phys.*, 21, 1953, p. 1890.
[18] Bree, A., Carswell, D. J. şi Lyons, L. E. *J. Chem. Soc.* 6, 1955, p. 1728.
[19] Nelson, R. C. *J. Chem. Phys.*, 19, 1951, p. 798.
[20] Nelson, R. C. *J. Chem. Phys.* 27, 1957, p. 864.
[21] Faidiş, O. M. şi Slobodianik, V. V. *Visnik Kiev* Univ. seria fiz. chim. 1, nr. 1, 1959, p. 3.
[22] Inokuchi, H. şi Akamatu, H. *Electroprovonost organiceskih poluprovodnikov.* Moscova, 1963.
[23] *Organiceskie poluprovodniki*, Izd. Acad. Nauk U.R.S.S, Moscova, 1963.
[24] Baba, H., Chitoku, K. şi Nitta, K. *Nature*, 177, 1956, p. 672.
[25] Gheorghiţă-Oancea, C. *British Journ.* Appl. Phys., 12, nr. 10, 1961, p. 579.
[26] Gheorghiţă-Oancea, C. *Rev. de Phys.* 9, nr. 1, 1964, p. 23.
[27] Gheorghiţă-Oancea, C., Teodorescu, I. şi Teodorescu, G. *Comp. Rend.*, Paris, 153 1961, p. 1684.
[28] Gheorghiţă-Oancea, C. *Rev. de Phys.* 8, nr. 4, 1963, p. 361.
[29] Northop, D. C. şi Simpson, O. *Proc. Roy.* Soc., 234 A, 1956, p. 124.
[30] Northop, D. C. şi Simpson, O. *Proc. Roy.* Soc., 244, 1958, p. 1238, 377.
[31] Tonicev, A. V., Gheiderik, M. A., Davidov, B. E., Karghin, V. A., Krenzel, B. A., Kustanovici, I. E. şi Polak, L. S. —128, 1959 p. 312.
[32] Karghin, V. A. şi Plate, W. A. *Visokomolec.* Soed., I, 1959, p. 330.

Ing. S. FLOREA, ing. I. DUMITRACHE şi ing. V. GĂBURICI

Elemente de calcul numeric, pneumatice, bazate pe interacţiunea curenţilor de aer*

Principalele elemente pneumatice folosite în tehnica calculului analogic şi numeric au fost prezentate în lucrarea [1].

La Catedra de automatică a Institutului politehnic — Bucureşti au fost luate în studiu elemente pneumatice de calcul, bazate pe interacţiunea jeturilor de aer.

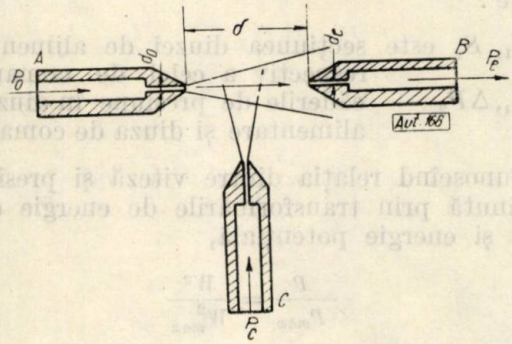


Fig. 1. Element pneumatic cu jet cu trei diuze.

Studiul analitic al acestor elemente s-a făcut plecînd de la elementul cu trei diuze (fig. 1) în care s-a considerat mai întîi semnalul de comandă P_c, nul, respectiv cazul a două diuze, una de alimentare A şi cealaltă de recepţie B. Pentru stabilirea relaţiilor de calcul s-a considerat că secţiunile diuzelor sînt circulare avînd un diametru oarecare şi că jetul de aer se deplasează într-un mediu cu viteza zero.

Forma jetului după ieşirea din diuză este aceea indicată în figura 2 a, formă rezultată ca urmare a alegerii regimului de curgere turbulentă a jetului de fluid.

Din figura 2 b se constată că viteza fluidului rămîne constantă atît timp cît secţiunea stratului limită este mai mică decît secţiunea jetului. Această viteză rămîne constantă pînă în secţiunea de trecere, unde viteza de scurgere a jetului este egală cu aceea iniţială numai într-un singur punct, în axul său. După secţiunea de trecere viteza în lungul axului jetului se micşorează, devenind la o anumită distanţă egală cu zero [2].

Din transformările energetice care au loc în lungul jetului se constată că pentru a se obţine o energie potenţială de presiune maximă în diuza receptoare este necesar ca distanţa dintre cele două diuze să fie egală sau mai mică decît lungimea zonei în care viteza este maximă şi constantă în lungul axului jetului.

În laborator au fost realizate mai multe elemente cu două diuze, cu diametre diferite, asupra cărora s-au efectuat studii privind influenţa distanţei dintre cele două diuze asupra valorii semnalului de ieşire P_e obţinut în diuza receptoare.

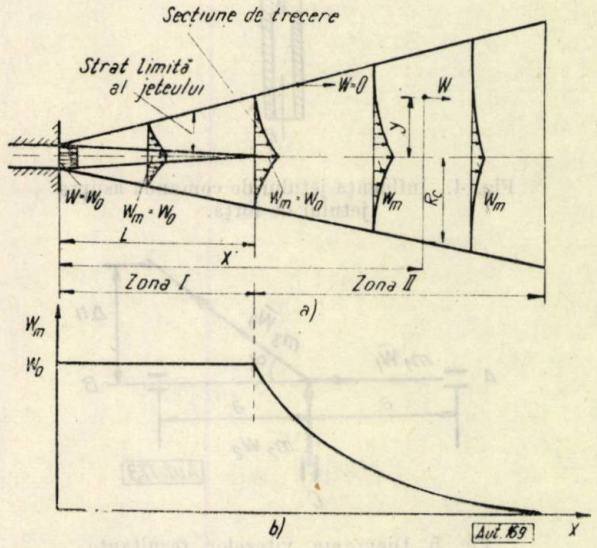


Fig. 2 a. Forma jetului la ieşirea din diuză, cu secţiune circulară.
Fig. 2 b. Forma jetului la ieşirea din diuză, cu diafragma de variaţie a vitezei.

În figura 3 a se dau rezultatele experimentale obţinute cu ajutorul acestor elemente din care rezultă că valoarea semnalului de ieşire P_e este influenţată sensibil de variaţia diametrului şi mai puţin de variaţia distanţei dintre diu-

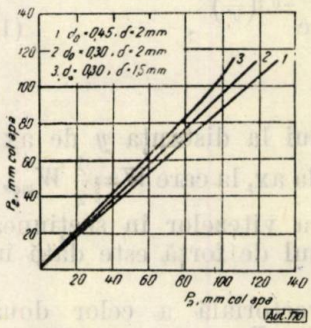


Fig. 3 a. Caracteristicile statice pentru elementul cu două diuze.

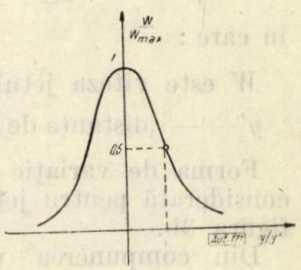


Fig. 3b. Curba de distribuţie a vitezelor într-o secţiune a jetului.

* Lucrare prezentată la cercul de Automatică din Institutul politehnic — Bucureşti.

ze, atît timp cît energia cinetică a jetului în ax este maximă, respectiv, atît timp cît distanţa dintre diuze nu depăşeşte valoarea L dată în figura 2 a.

Cunoscînd influenţa diametrului diuzelor şi a distanţei dintre acestea asupra semnalului

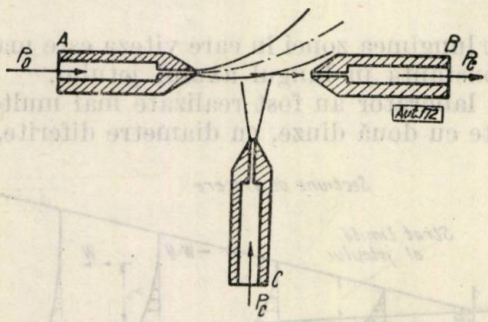


Fig. 4. Influenţa jetului de comandă asupra jetului de forţă.

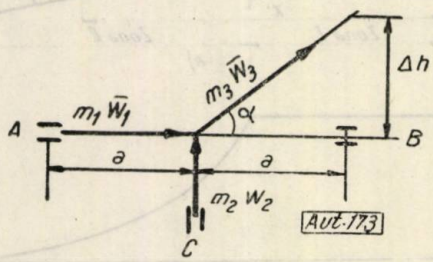


Fig. 5. Diagrama vitezelor rezultante.

de ieşire în continuare s-a studiat influenţa semnalului de comandă P_c asupra aceleiaşi mărimi.

Influenţa semnalului de comandă P_c asupra jetului de forţă se poate urmări în figura 4.

Plecînd de la ecuaţia de distribuţie a vitezelor într-un jet turbulent (2) se obţine curba de distribuţie a vitezelor în jetul de forţă într-o secţiune dată la diverse distanţe y de ax:

$$\frac{W}{W_{max}} = e^{-0{,}7\left(\frac{y}{y'}\right)^2}, \qquad (1)$$

în care:

W este viteza jetului la distanţa y de ax;

y' — distanţa de la ax, la care $W = \frac{1}{2} W_{max}$.

Forma de variaţie a vitezelor în secţiunea considerată pentru jetul de forţă este dată în figura 3b.

Din compunerea vectorială a celor două viteze, a jetului de forţă P_0 şi a jetului de comandă P_c, $\overline{W}_1$, respectiv $\overline{W}_2$ (fig. 5), evident se obţine viteza rezultantă $\overline{W}_3$.

Din ecuaţia momentelor rezultă:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{m_2 W_2}{m_1 W_1}. \qquad (2)$$

Notînd cu Δh distanţa la care este abătut jetul de forţă va rezulta:

$$\Delta h = a \frac{m_2 W_2}{m_1 W_1}, \qquad (3)$$

în care:

a este distanţa de la diuza receptoare la diuza de comandă.

Exprimînd vitezele şi masele de fluid după relaţiile cunoscute din mecanica fluidelor şi înlocuind în realţia (3) se obţine:

$$\Delta h = a \frac{S_2 \Delta P_2}{S_1 \Delta P_1}, \qquad (4)$$

unde:

S_1, S_2 este secţiunea diuzei de alimentare, respectiv a celei de comandă;

$\Delta P_1, \Delta P_2$ — căderile de presiune în diuza de alimentare şi diuza de comandă.

Cunoscînd relaţia dintre viteză şi presiune, obţinută prin transformările de energie cinetică şi energie potenţială,

$$\frac{P}{P_{max}} = \frac{W^2}{W^2_{max}} \qquad (5)$$

şi considerînd că pentru o deviaţie determinată a jetului de forţă, la un semnal de comandă P_c constant corespunde o deplasare a diuzei de recepţie pe verticală egală cu Δh, din relaţiile de mai sus rezultă:

$$\frac{P_c}{P_{c_{max}}} = e^{-\frac{1{,}4}{y'^2}\left(a \frac{S_2 \Delta P_2}{S_1 \Delta P_1}\right)^2}. \qquad (6)$$

Pe baza consideraţiilor făcute s-a obţinut relaţia (6) care permite studiul analitic al influenţei diferiţilor parametri ai elementului cu trei diuze asupra semnalului de ieşire P_c în cazul secţiunilor rotunde.

Variaţia semnalului de presiune relativă la ieşire în funcţie de presiunea de comandă raportată la presiunea de alimentare constantă pentru anumite valori ale parametrilor constructivi ai elementului cu trei diuze este dată în figura 6.

Pentru verificarea concluziilor obţinute pe cale analitică prin relaţia (6), s-au realizat în laborator mai multe elemente cu secţiuni rotunde şi dreptunghiulare, acestea din urmă fiind construite prin imprimare.

În cazul elementelor cu diuze cu secţiuni rotunde, rezultatele experimentale au confirmat justeţea relaţiei (6) obţinută în cadrul studiilor făcute.

În figura 7 se poate urmări variaţia semnalului de la ieşire în funcţie de variaţia semnalului de comandă, obţinută pe cale analitică cu ajutorul relaţiei (6) şi pe cale experimentală obţinută cu un element cu diuze cu secţiuni ro-

tunde. Dimensiunile constructive au fost cele indicate în figură, iar presiunea de alimentare de 100 mm col. apă.

Întrucît tehnologia de fabricaţie a elementelor cu secţiune rotundă este relativ pretenţioasă, studiile au fost orientate spre elemente realizate prin imprimare, cu diuze cu secţiuni dreptunghiulare.

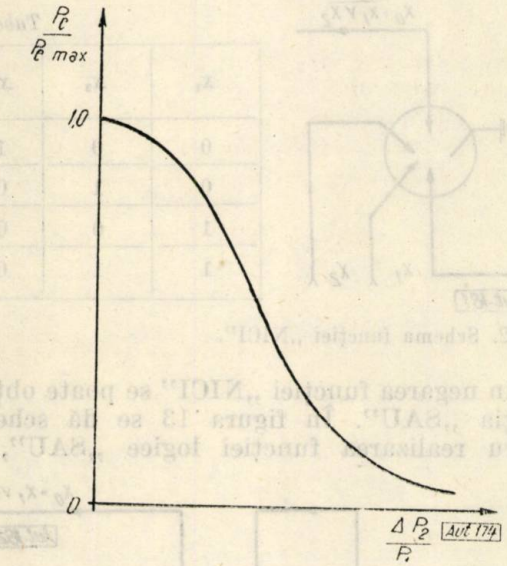


Fig. 6. Forma de variaţie a semnalului de la ieşire, exprimată în unităţi relative.

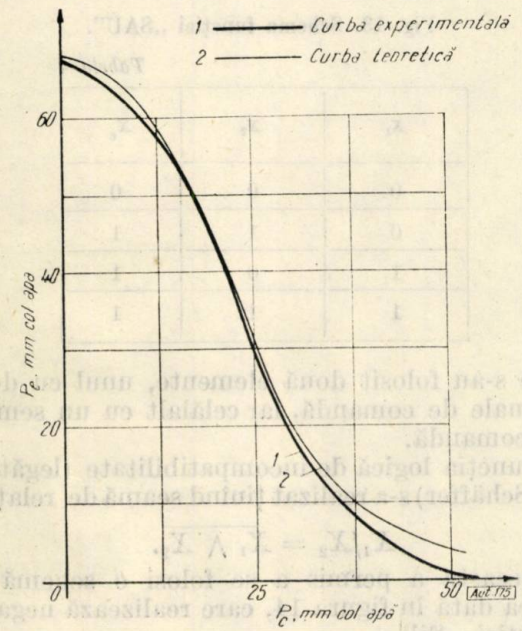


Fig. 7. Caracteristici experimentale şi teoretice $P_e = f(P_c)$, pentru elementul cu trei diuze.

Relaţiile deduse mai înainte îşi păstrează valabilitatea şi în cazul acestor elemente prin introducerea unor coeficienţi de corecţie.

Figura 8 reprezintă schema unui element pneumatic realizat prin imprimare, cu ajutorul căruia s-au efectuat mai multe încercări pentru a studia influenţa distanţei jetului de comandă faţă de diuza receptoare.

Încercările s-au efectuat şi pe alte elemente similare, avînd alţi parametri constructivi.

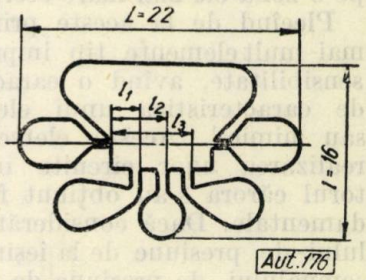
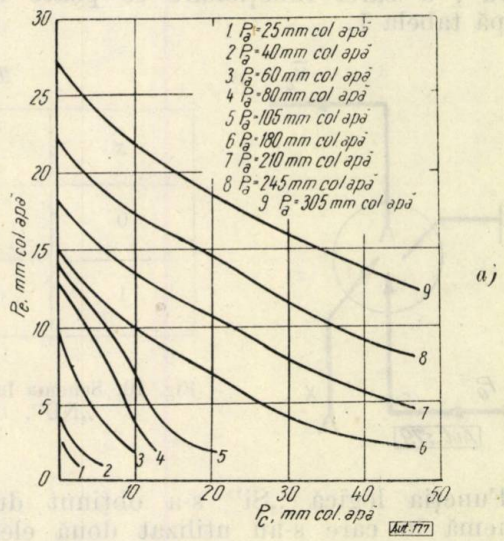


Fig. 8. Element experimental imprimat.

În fiecare caz s-a determinat variaţia semnalului de presiunea de la ieşire P_e, la diverse presiuni constante de alimentare, în funcţie de variaţia semnalului de comandă P_c.



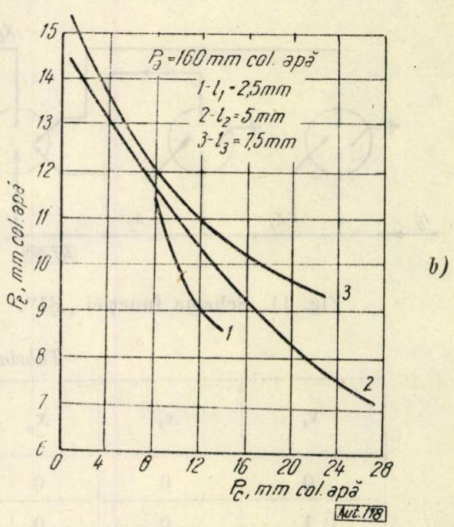


Fig. 9. Caracteristicile statice pentru elementul 8.

Rezultatele experimentale pentru elementul din figura 8 sînt puse în evidenţă de către caracteristicile statice reprezentate în figurile 9a şi 9b.

Din analiza caracteristicilor statice pentru elementele realizate, s-a ales un element tip a cărui caracteristică se apropie de aceea optimă (factor de amplificare ridicat, liniaritate pe o zonă cît mai mare etc.).

Plecînd de la aceste principii s-au realizat mai multe elemente tip imprimate, cu o mare sensibilitate, avînd o caracteristică apropiată de caracteristica unui element de tip „tot sau nimic". Aceste elemente ne-au permis realizarea unor circuite imprimate cu ajutorul cărora s-au obţinut funcţiile logice fundamentale. Dacă considerăm valoarea semnalului de presiune de la ieşire, cum şi valoarea semnalului de presiune de comandă, simbolic egală cu 1, în cazul existenţei unei presiuni date şi cu 0, în cazul absenţei acesteia, atunci, cu ajutorul unei scheme date, ca în figura 10*, se poate obţine funcţia logică „Nu", a cărei funcţionare se poate urmări după tabela 1.

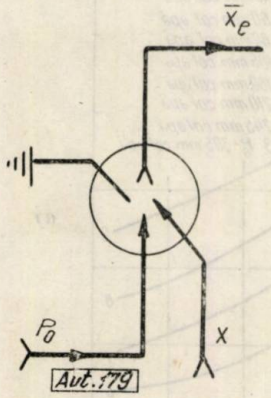


Tabela 1

x	x_e
0	1
1	0

Fig. 10. Schema funcţiei „NU".

Funcţia logică „Şi" s-a obţinut după o schemă în care s-au utilizat două elemente

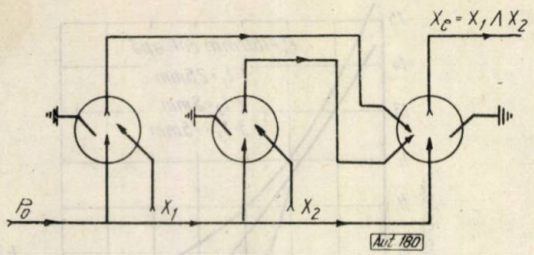


Fig. 11. Schema funcţiei „ŞI".

Tabela 2

X_1	X_2	X_e
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

* Simbolurile folosite sînt cele date în [1].

simple, cu cîte un semnal de comandă şi un element cu două semnale de comandă (fig. 11).

Pentru realizarea funcţiei „NICI" se foloseşte un element cu două semnale de comandă, ca în figura 12.

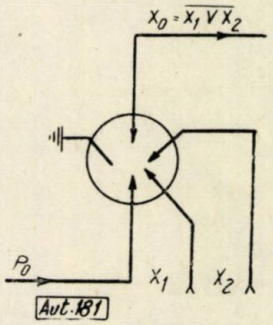


Tabela 3

X_1	X_2	X_e
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 12. Schema funcţiei „NICI".

Prin negarea funcţiei „NICI" se poate obţine funcţia „SAU". În figura 13 se dă schema pentru realizarea funcţiei logice „SAU", la

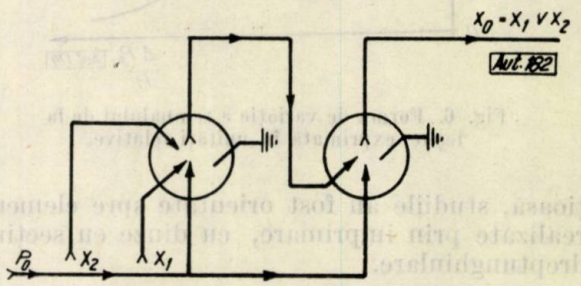


Fig. 13. Schema funcţiei „SAU".

Tabela 4

X_1	X_2	X_e
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

care s-au folosit două elemente, unul cu două semnale de comandă, iar celălalt cu un semnal de comandă.

Funcţia logică de incompatibilitate (legătura lui Schäffer) s-a realizat ţinînd seamă de relaţia :

$$X_1/X_2 = \overline{X_1 \wedge X_2}.$$

Aceasta a permis a se folosi o schemă ca aceea dată în figura 14, care realizează negarea funcţiei „Şi".

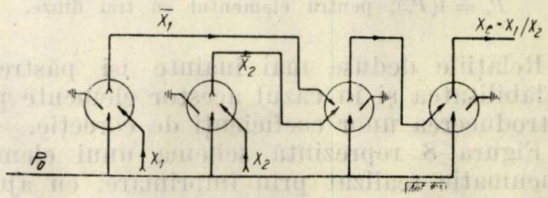


Fig. 14. Schema funcţiei de incompatibilitate.

Tabela 5

x_1	x_2	x_e
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Implicaţia a fost realizată prin schema din figura 15 cu ajutorul a trei elemente.

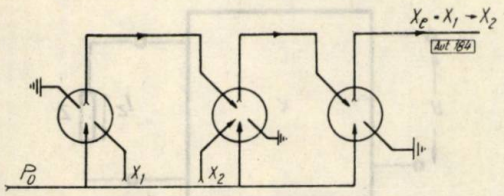


Fig. 15. Schema funcţiei de implicaţie.

Tabela 6

x_1	x_2	x_e
0	0	1
1	0	0
0	1	1
1	1	1

Definirea funcţiilor logice date mai sus este arătată în tabelele 1—6, corespunzătoare fiecărei funcţii.

Tot pe baza interacţiunii jeturilor de aer s-au realizat şi alte elemente necesare în tehnica calculului numeric, similare elementelor electronice folosite în acest scop, cum ar fi : elemente bistabile, elemente de memorie, generatoare de impulsuri.

Ca exemplu, în figura 16 se dă schema unui circuit de memorie, realizat cu ajutorul a două elemente tip.

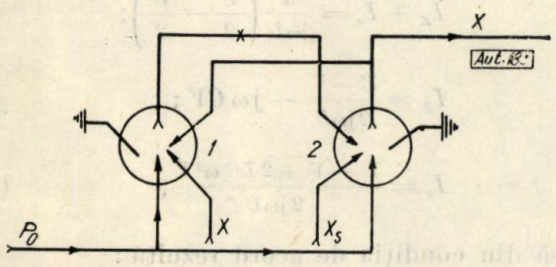


Fig. 16. Schema unui circuit de memorie.

După cum se vede din figură semnalul de ieşire din elementul 1 se aplică printr-o rezistenţă a elementului 2. O reacţie inversă pozitivă de la semnalul de ieşire a elementului 2 se aplică la intrarea elementului 1, ceea ce permite memorarea semnalului X.

Semnalele aplicate iniţial, avînd valorile $X_s = 0$ şi $X = 1$, permit ca jetul de forţă al elementului 1 să fie deviat, obţinîndu-se astfel la ieşirea lui semnalul zero, iar semnalul la ieşirea elementului 2 să fie 1. Acest semnal, aplicîndu-se la elementul 1 pe calea de reacţie, asigură existenţa semnalului la ieşirea elementului 2 şi după anularea valorii lui X. Pentru ştergerea memoriei se aplică semnalul $X_s = 1$, care anulează semnalul de la ieşirea elementului 2 şi, o dată cu aceasta, se anulează şi reacţia.

În figura 17 se dă fotografia unei plăci pe care au fost imprimate un număr de elemente tip, cu unul sau două semnale de comandă, cu ajutorul căreia se pot realiza diverse operaţii de calcul numeric.

Studiul elementelor pneumatice imprimate, bazate pe interacţiunea jeturilor de aer, permit a întrevedea o largă dezvoltare a lor la realizarea unor dispozitive de calcul numeric,

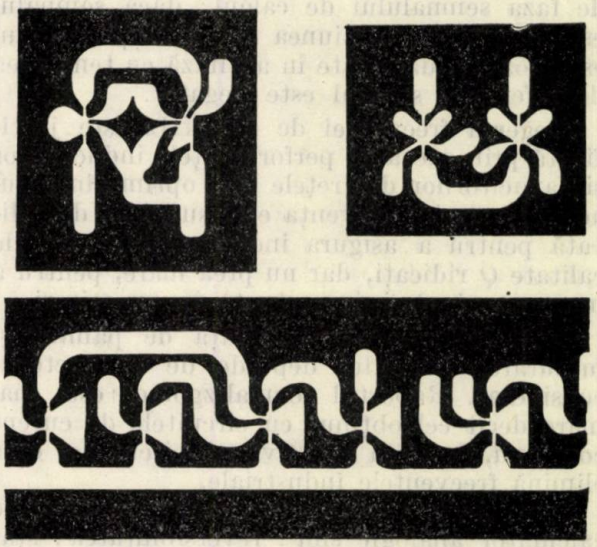


Fig. 17. Placă imprimată.

ca urmare a avantajelor mari pe care le prezintă, în comparaţie cu elementele de calcul pneumatice bazate pe principiul compensării forţelor.

Datorită avantajelor pe care le prezintă aceste elemente, în cadrul Catedrei de automatică, în continuare, se vor realiza dispozitive pe plăci imprimate, care să permită obţinerea unor calcule numerice mai complexe.

BIBLIOGRAFIE

[1] Florea, S., Dumitrache, I. şi Găburici, V. *Elemente pneumatice folosite în tehnica calculului.* În : Automatica şi Electronica, nr. 2, 1964.
[2] Abramovici, G. N. *Teoriia turbulentnîh strui.* Moscova, Maşghiz, 1960.
[3] Ştefănescu, D. şi colab. *Transmisia de căldură şi dinamica gazelor.* Bucureşti, Editura de stat didactică şi pedagogică, 1960.

Ing. T. I. BĂJENESCU

LEFORDITVA 1458 dec 4/65

O tendință nouă în construcția calculatoarelor analogice

În ultima vreme au fost realizate noi calculatoare analogice bazate pe o tehnică nouă de calcul care folosește curenți de înaltă frecvență. Calculul este electromecanic și utilizează numai rețele pasive.

În aceste noi tipuri de calculatoare „ANALAC", o tensiune de înaltă frecvență (472 kHz) este generată de un oscilator electronic stabilizat, amplificată și distribuită apoi în tot calculatorul. În orice punct din rețelele calculatorului, amplitudinea și semnul tensiunilor sînt determinate de tensiunea de 472 kHz. Mărimea variabilei este dată de amplitudinea acestui semnal, iar semnul variabilei este dat de faza semnalului de calcul; dacă semnalul este în fază cu tensiunea de referință, semnul este pozitiv, dacă este în antifază cu tensiunea de referință, semnul este negativ.

Alegerea frecvenței de 472 kHz este justificată prin aceea că performanțele inductorilor și capacitorilor din rețele sînt optime în jurul acestei valori. Frecvența este suficient de ridicată pentru a asigura inductorilor factori de calitate Q ridicați, dar nu prea mare, pentru a nu avea pierderi importante în capacitori.

Semnalul este simetric față de pămînt și măsurarea fazei lui depinde de conductorul considerat. Raportul semnal/zgomot este mai mare decît cel obținut cu circuitele de curent continuu, datorită selectivității circuitelor care elimină frecvențele industriale.

Principalele avantaje ale acestui nou tip de calculator analogic sînt: reversibilitatea; stabilitatea ridicată (10^{-4}); precizia (circa 10^{-5}); absența derivei.

O celulă de calcul (fig. 1) este alcătuită numai din elemente reactive LC, fiind un cvadripol

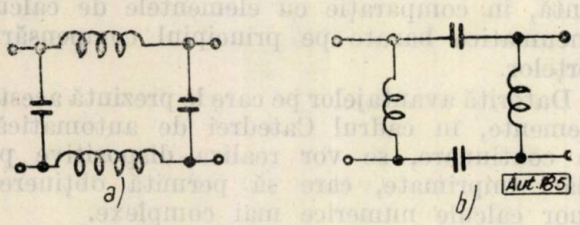


Fig. 1. Celulă de calcul:
a – cu inductanță serie; *b* – cu capacitate serie.

pasiv. Ea este simetrică și poate fi folosită în două variante: cu capacitate serie sau cu inductanță serie. Circuitul este calculat să rezoneze la frecvența de 472 kHz. În aplicațiile la calcul analogic, caracteristica cea mai importantă a cvadripolului este admitanța de transfer K.

Pentru cazul inductanței serie $K = \frac{1}{j\omega L}$, iar pentru cazul condensatorului serie $K = j\omega C$.

Dacă avem situația din figura 2, în care celulei i se aplică la o pereche de terminale tensiunea U, iar la cealaltă pereche de terminale este

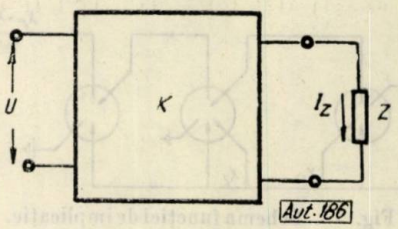


Fig. 2. O celulă de calcul încărcată cu sarcina Z.

încărcată cu sarcina Z, curentul I_z din sarcină depinde numai de tensiunea de intrare U și de admitanța de transfer K.

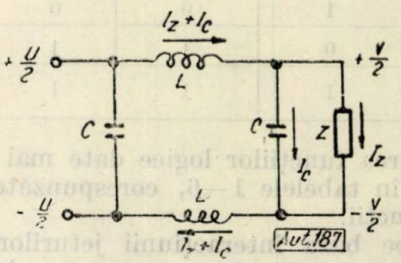


Fig. 3. Independența curentului în sarcină I_z de valoarea sarcinei Z.

Într-adevăr, cu notațiile din figura 3 se va obține:

$$I_c = j\omega CV; \tag{1}$$

$$I_Z + I_c = \frac{1}{j\omega L}\left(\frac{U}{2} - \frac{V}{2}\right); \tag{2}$$

$$I_Z = \frac{U - V}{2j\omega L} - j\omega CV; \tag{3}$$

$$I_z = \frac{U - V + 2LC\omega^2 V}{2j\omega L}; \tag{3'}$$

însă din condiția de acord rezultă:

$$2LC\omega^2 = 1, \tag{4}$$

astfel încît înlocuind în (3') se va obține:

$$I_z = \frac{U}{2j\omega L}. \tag{3''}$$

Relația (3'') arată că curentul care traversează sarcina Z este independent de valoarea

sarcinii. Această proprietate permite să se pună cap la cap un număr de celule, formînd o reţea pasivă ca mijloc cu ajutorul căreia se pot efectua operaţii matematice variate, fără a fi necesar să se introducă amplificări intermediare.

Această proprietate de asociativitate este larg folosită în calcule.

Însumarea

Celulele de calcul nu sînt niciodată folosite izolat; asocierea mai multor celule (cel puţin două) formează un circuit de calcul capabil să efectueze una sau mai multe operaţii elementare şi este denumit prin urmare operator.

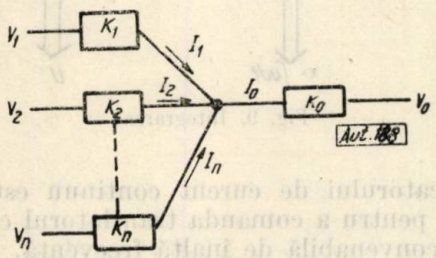


Fig. 4. Conectarea celulelor pentru însumare.

Dacă un număr de celule sînt conectate, ca în figura 4, şi întrucît legile lui Kirchhoff îşi păstrează încă valabilitatea, se va putea scrie:

$$\sum_{n=1}^{n} I_n + I_0 = 0. \tag{5}$$

Dacă admitanţa de transfer este aceeaşi pentru toate celulele, atunci

$$\sum_{n=1}^{n} V_n + V_0 = 0, \tag{5'}$$

unde V_0 reprezintă suma tensiunilor de intrare V_1, V_2 etc.

Multiplicarea cu un factor constant

Fie două celule (fig. 5) cu admitanţele de transfer K_1 — respectiv K_2, legate în serie. Folosind proprietatea de bază a unei celule de

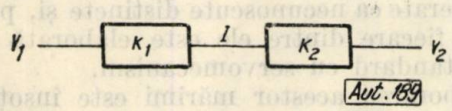


Fig. 5. Lanţ serie de celule.

calcul (curentul în sarcină este proporţional cu tensiunea de intrare şi cu admitanţa de transfer) se va putea scrie pentru prima celulă:

$$I = K_1 V_1, \tag{6}$$

iar pentru a doua celulă:

$$I = K_2 V_2. \tag{6'}$$

Rezultă că:

$$K_1 V_1 = K_2 V_2 \tag{7}$$

sau

$$V_2 = \frac{K_1}{K_2} V_1. \tag{7'}$$

Păstrînd V_1 neschimbat, reiese că orice variaţie a raportului K_1/K_2 va imprima o variaţie corespunzătoare tensiunii de ieşire V_2. În prac-

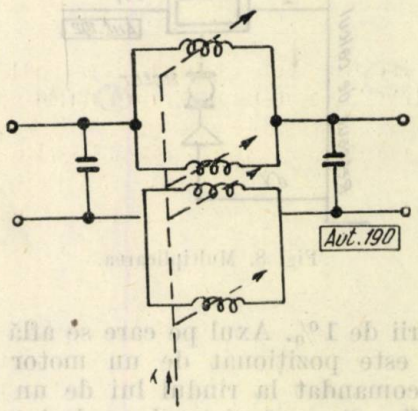


Fig. 6. Celulă cu admitanţă variabilă.

tică, K_2 este menţinut constant şi se variază numai K_1. În figura 6 este arătată configuraţia unei celule cu admitanţă de transfer variabilă, iar în figura 7, soluţia constructivă adop-

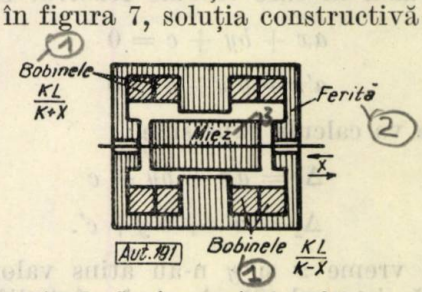


Fig. 7. Secţiune prin translator (dreptunghiurile duble reprezintă operatori).

tată. Miezul de ferită poate fi translat la stînga şi la dreapta, X reprezentînd deplasarea miezului.

Dacă miezul este perfect pe centru, $X = 0$; la o extremitate $X = +1$, iar la cealaltă $X = -1$.

Din cauza mişcării de translaţie a miezului, acest tip de celulă se numeşte translator. Operatorul este reversibil, întocmai ca un transformator electric; dacă la o pereche de terminale se aplică tensiunea V, la cealaltă pereche de terminale se obţine tensiunea VX, şi invers.

Operatorii sînt asociativi. Impedanţa internă fiind foarte mică, eroarea care rezultă din punerea în serie a două celule este de ordinul $\frac{4}{Q}$, adică circa $0{,}4.10^{-4}$.

Multiplicarea cu o variabilă

Operatorul electromecanic folosit pentru multiplicarea cu o variabilă este acelaşi ca şi în cazul multiplicării cu un factor constant. Masa miezului mobil este de numai 5 g, iar precizia

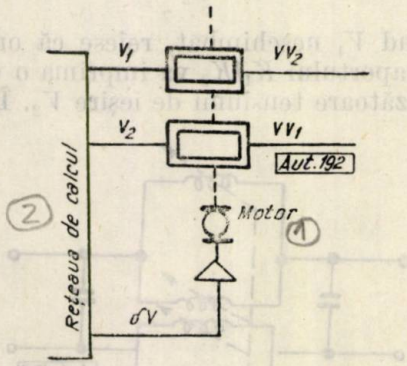


Fig. 8. Multiplicarea.

Semnalul de intrare a integratorului este demodulat, iar integrarea se face cu o reţea RC şi un amplificator de curent continuu. Ieşirea

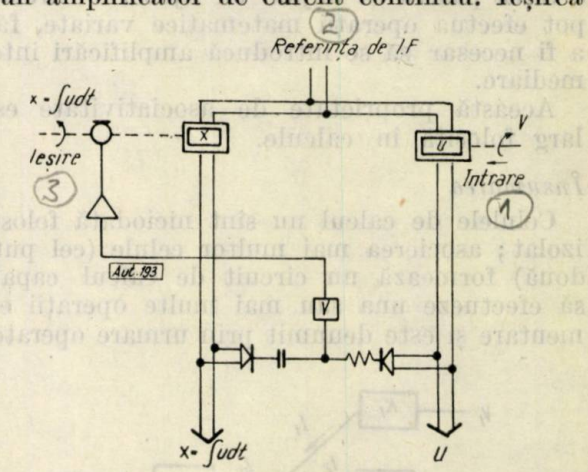


Fig. 9. Integrarea.

înmulţirii de 1%. Axul pe care se află montat miezul este poziţionat de un motor electric liniar, comandat la rîndul lui de un amplificator (fig. 8), a cărui tensiune de intrare este δV, unde V este înmulţitorul; V_1, V_2 etc. sînt tensiunile de înmulţit.

Rezolvarea sistemelor algebrice

În cazul în care trebuie rezolvat sistemul:

$$\begin{aligned} ax + by + c &= 0 \\ a'x + b'y + c' &= 0 \end{aligned} \tag{8}$$

maşina va calcula expresiile:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= ax + by + c \\ \Delta_2 &= a'x + b'y + c'. \end{aligned} \tag{8'}$$

Cîtă vreme x şi y n-au atins valorile care verifică sistemul (8), Δ_1 şi Δ_2 sînt diferite de zero şi au valorile:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= a\Delta x + b\Delta y \\ \Delta_2 &= a'\Delta x + b'\Delta y. \end{aligned} \tag{8''}$$

Problema este de a izola într-un repartitor ecarturile Δx şi Δy şi de a comanda cu ajutorul lor servomecanismele x şi y astfel încît acestea să nu se oprească decît atunci cînd

$$\Delta x = \Delta y = 0, \tag{9}$$

adică în momentul în care sistemul (8) este rezolvat*.

Integrarea

Întrucît integrarea unui semnal de înaltă frecvenţă prezintă unele dificultăţi, se utilizează o metodă de curent continuu (fig. 9). amplificatorului de curent continuu este apoi folosită pentru a comanda translatorul care dă ieşirea convenabilă de înaltă frecvenţă.

Integratorul reversibil

După cum se ştie, operaţia de integrare în raport cu timpul** se exprimă sub forma:

$$x = \int u\,dt, \tag{10}$$

iar aceea de derivare, sub forma:

$$u = \frac{dx}{dt}. \tag{11}$$

Aceste două operaţii nu sînt decît forme diferite ale unei aceleiaşi relaţii.

În practică trebuie să se distingă o mărime de intrare (u pentru integrare x pentru derivare) şi o mărime de ieşire.

Rolul integratorului reversibil este de a asigura faptul ca mărimile u şi x să satisfacă relaţia de integrare-derivare amintită, fără să fie necesar să se ştie care este mărimea de intrare şi care este mărimea de ieşire. u şi x sînt considerate ca necunoscute distincte şi, prin urmare, fiecare dintre ele este elaborată de un bloc standard cu servomecanism.

Elaborarea acestor mărimi este însoţită de erorile — suficient de mici — δx şi δu; δx reprezintă ecartul dintre valoarea teoretică a necunoscutei şi valoarea efectiv elaborată de dispozitivele cu servomecanism, iar δu, eroarea de care este afectată mărimea u, datorită existenţei ecartului δx (sau reciproc). În sistemul ANALAC lor li se atribuie rolul de tensiuni de comandă, în sensul că, în momentul în care

* Timpul necesar pentru găsirea valorilor este de circa 50 ms.

** Dacă neglijăm limitele de integrare şi eventualele condiţii iniţiale.

δu şi δx sînt minime, este comandată oprirea servomecanismelor.

În afară de aceasta, mai apare o eroare — proporţională cu mărimea u — datorită timpului ce se scurge între momentul în care se dă comanda şi momentul execuţiei efective a acestei comenzi.

Scopul integratorului reversibil este de a impune tensiunilor de comandă δu şi δx ale blocurilor standard cu servomecanisme care elaborează mărimile u şi x o constrîngere necesară şi suficientă pentru a asigura ca u şi x să satisfacă relaţia de integrare-derivare.

Această constrîngere se defineşte matematic prin relaţia :

$$x + \delta x = \int u dt + \tau u + \delta u, \qquad (12)$$

unde τ este un coeficient pozitiv ce corespunde timpului de întîrziere inevitabil necesar oricărei operaţii concrete de derivare în calculatorul ANALAC.

Blocul integrator reversibil este constituit în esenţă dintr-o reţea de calcul care realizează ecuaţia (12). Această reţea primeşte mărimile x, u şi $\int u dt$ şi elaborează mărimile de comandă δu şi δx (fig. 10).

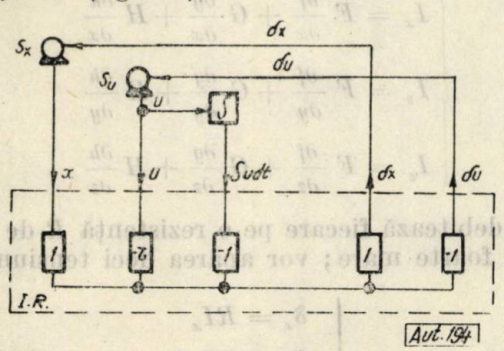


Fig. 10. Reţeaua de calcul a integratorului reversibil :

S_x, S_u servomecanismul care elaborează mărimile x şi u ; I, R — integratorul reversibil propriu-zis.

Cifrele din interiorul celulelor de calcul reprezintă admitanţele caracteristice ale celulelor respective.

Rezolvarea unui sistem de ecuaţii diferenţiale implicite

Fie un sistem de trei ecuaţii cu trei necunoscute, derivatele variabilelor fiind limitate la ordinul doi. În aceste condiţii, sistemul se poate scrie sub forma :

$$\begin{aligned} f(x, x', x'', y, y', y'', z, z', z'') &= 0 \\ g(x, x', x'', y, y', y'', z, z', z'') &= 0 \\ h(x, x', x'', y, y', y'', z, z', z'') &= 0 \end{aligned} \qquad (13)$$

Metoda ANALAC constă în a trata fiecare dintre derivatele x'', y'', z'', x', y', z' şi variabilele x, y, z ca necunoscute distincte şi de a completa sistemul de ecuaţii (13) cu relaţii de integrare reversibile

$$\begin{aligned} x' &\rightleftarrows \int x'' dt \\ y' &\rightleftarrows \int y'' dt \\ z' &\rightleftarrows \int z'' dt \\ x &\rightleftarrows \int x' dt \\ y &\rightleftarrows \int y' dt \\ z &\rightleftarrows \int z' dt \end{aligned} \qquad (13')$$

ceea ce duce la un sistem de 9 ecuaţii cu 9 necunoscute. Schema-bloc a montajului care rezolvă sistemul (13) este dată în figura 11 ; se

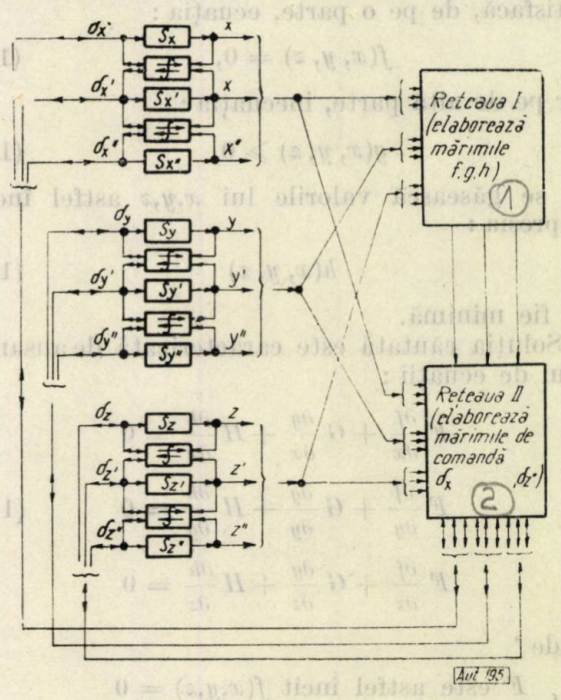


Fig. 11. Schema-bloc pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii diferenţiale (13).

vede că pe schemă sînt figurate nouă servomecanisme ce trebuie comandate. Dacă n-ar fi reversibilitate, reţeaua II, neprimind decît trei informaţii, n-ar putea defini decît trei mărimi de comandă. Ar fi deci necesar ca cele şase ansambluri de integrare să definească şase mărimi care lipsesc şi deci operatorul uman ar fi obligat să definească sensul lor de funcţionare (integratori sau derivatori).

Intervenţia reversibilităţii suprimă acest subiectivism ; simpla combinare a reţelei II şi a celor şase ansambluri de integrare reversibile este suficientă pentru a determina automat cele nouă mărimi de comandă δx, $\delta x'$, ..., $\delta z''$.

Este de remarcat faptul că din însăşi definiţia integratorului reversibil, o derivată oarecare (de exemplu x') prezintă, faţă de mărimea inte-

gralei sale x, o întîrziere τ. Apriori τ antrenează două inconveniente : pe de o parte decalajul în timp, pe de altă parte, erorile asupra valorilor luate de variabile şi de derivatele lor.

În privinţa decalajului în timp, trebuie să menţionăm că valoarea lui τ fiind totdeauna aceeaşi, toate variabilele x, y, z vor fi sincrone între ele ; tot aşa şi derivatele de ordinul I, de ordinul II etc. Cît priveşte erorile, valoarea lui τ a fost astfel aleasă încît erorile care rezultă să poată fi neglijate. Alegerea lui τ s-a făcut ţinîndu-se seamă de condiţia ca erorile să fie în medie de acelaşi ordin de mărime cu impreciziile care ar rezulta alegînd o valoare prea mică pentru τ.

Rezolvarea unei probleme de optimizare

Fiind date trei variabile x, y, z, obligate să satisfacă, de pe o parte, ecuaţia :

$$f(x, y, z) = 0, \tag{14}$$

iar pe de altă parte, inecuaţia :

$$g(x, y, z) \geqslant 0, \tag{15}$$

să se găsească valorile lui x,y,z astfel încît expresia :

$$h(x, y, z) \tag{16}$$

să fie minimă.

Soluţia căutată este caracterizată de ansamblul de ecuaţii :

$$\begin{aligned} F\frac{\partial f}{\partial x} + G\frac{\partial g}{\partial x} + H\frac{\partial h}{\partial x} &= 0 \\ F\frac{\partial f}{\partial y} + G\frac{\partial g}{\partial y} + H\frac{\partial h}{\partial y} &= 0 \\ F\frac{\partial f}{\partial z} + G\frac{\partial g}{\partial z} + H\frac{\partial h}{\partial z} &= 0 \end{aligned} \tag{17}$$

unde *

$$\begin{cases} F \text{ este astfel încît } f(x,y,z) = 0 \\ G = 0, \text{ dacă } g(x,y,z) > 0, \text{ şi dacă} \\ g(x,y,z) = 0,\ G \geqslant 0, \text{ astfel încît} \\ g(x,y,z) \text{ să nu devină negativ,} \\ H < 0. \end{cases} \tag{17'}$$

Montajul cu ajutorul căruia se rezolvă problema prin metoda ANALAC este dat în figura 12 ; el cuprinde trei servomecanisme, S_x, S_y, S_z, o reţea de calcul I, dispozitivele intermediare D_f, D_g şi D_h şi o a doua reţea de calcul II, care este alcătuită, în principal, din celule variabile, ale căror admitanţe caracteristice sînt egale cu derivatele parţiale ale expresiilor $f(x,y,z)$, $g(x,y,z)$, $h(x,y,z)$, în raport cu fiecare dintre varibilele x, y, z.

Servomecanismele S_x, S_y, S_z elaborează valorile instantanee ale variabilelor x, y, z. Plecînd de la aceste valori instantanee, reţeaua I elaborează tensiunile reprezentative ale mărimilor $f(x,y,z)$, $g(x,y,z)$ şi $h(x,y,z)$. Dispozitivele intermediare D_f, D_g, D_h primesc tensiunile f, g, h şi elaborează tensiunile F, G, H. La ieşirile din reţeaua II apar curenţii :

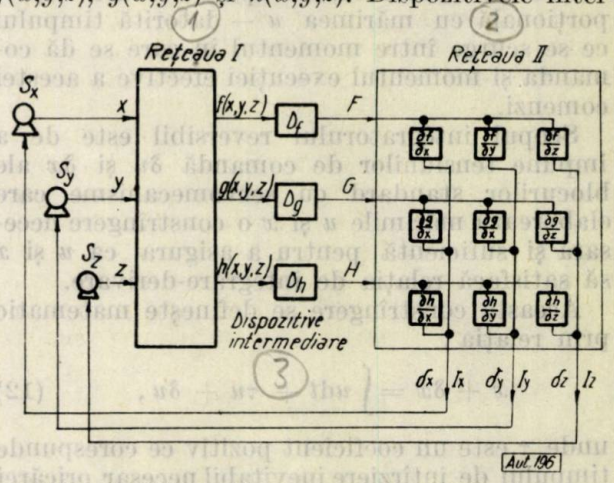


Fig. 12. Schema-bloc pentru rezolvarea problemei de optimizare.

$$\begin{aligned} I_x &= F\frac{\partial f}{\partial x} + G\frac{\partial g}{\partial x} + H\frac{\partial h}{\partial x} \\ I_y &= F\frac{\partial f}{\partial y} + G\frac{\partial g}{\partial y} + H\frac{\partial h}{\partial y} \\ I_z &= F\frac{\partial f}{\partial z} + G\frac{\partial g}{\partial z} + H\frac{\partial h}{\partial z} \end{aligned} \tag{18}$$

care debitează fiecare pe o rezistenţă R de valoare foarte mare ; vor apărea deci tensiunile :

$$\begin{aligned} \delta_x &= RI_x \\ \delta_y &= RI_y \\ \delta_z &= RI_z \end{aligned} \tag{19}$$

Este evident că servomecanismele S_x, S_y, S_z nu se pot fixa într-o poziţie de echilibru decît dacă tensiunile δ_x, δ_y, δ_z (deci dacă I_x, I_y, I_z) sînt nule, adică dacă se va obţine :

$$\begin{aligned} F\frac{\partial f}{\partial x} + G\frac{\partial g}{\partial x} + H\frac{\partial h}{\partial x} &= 0 \\ F\frac{\partial f}{\partial y} + G\frac{\partial g}{\partial y} + H\frac{\partial h}{\partial y} &= 0 \\ F\frac{\partial f}{\partial z} + G\frac{\partial g}{\partial z} + H\frac{\partial h}{\partial z} &= 0 \end{aligned} \tag{17 bis}$$

Se constată că acest sistem de trei ecuaţii este identic cu sistemul (17). Rezultă că, dacă condiţiile (17') sînt îndeplinite, valorile x,y,z elaborate de servomecanisme constituite soluţia problemei de optimizare considerate.

* * *

* Condiţiile (17') rezultă din teoria multiplicatorilor Euler-Lagrange.

În aceste noi tipuri de calculatoare analogice, amplificatoarele—foarte puține la număr —sînt tranzistorizate și, din acest motiv, consumul de energie este mic, nefiind necesară o instalație de climatizare a calculatorului.

Toate circuitele formate din celule de calcul sînt reversibile, ca și lanțurile serie-paralel de celule. Într-adevăr, un operator este un cvadripol pasiv, conservativ reversibil. Noțiunea de reversibilitate cuprinde și circuitele mai complexe multicelulare, cu condiția ca ele să nu conțină nici un element ireversibil. Aplicînd x la intrare, se obține $F(x)$ la ieșire; aplicînd x la ieșire, se obține $F^{-1}(x)$ la intrare.

Aceste calculatoare pot rezolva orice sistem sau combinație de sisteme de ecuații :

— algebrice (de un grad oarecare);

— trigonometrice;

— funcționale (cu funcție de una sau două variabile independente);

— diferențiale (de grad oarecare) în raport cu timpul sau o altă variabilă.

În afară de acestea, calculatorul mai poate rezolva probleme de optimizare statice sau dinamice, sisteme care au mai multe variabile decît necunoscute etc.; în acest din urmă caz, soluția furnizată este aceea care face minimă suma pătratelor erorilor.

Soluțiile sau rezultatele intermediare pot fi citite cu ajutorul unui voltmetru digital sau cu un înregistrator $x—y$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Honoré, E., Torcheaux, E. și Uffler, H. J. *Résolution automatique des équations implicites par la technique de calcul analogique „ANALAC"*. În : Annales de Radioélectricité, 17, nr. 69, iulie 1962, p. 171—175.

[2] Honoré, E., Torcheaux, E. și Uffler, H. J. *Résolution automatique par la technique de calcul „ANALAC" des équations differentielles, implicites.* În : Annales de Radioélectricité 17, nr. 70, oct. 1962, p. 333—338.

[3] Honoré, E. Torcheaux, E. și Uffler, H. J. *Application de la technique de calcul analogique au traitement du probleme d'optimalisation.* În : Annales de Radioélectricité 18, nr. 72, aprilie 1963, p. 123—129.

[4] Millar, J. F. *Some aspects of a High Frequency Analogue Computer.* În : Electronic Engineering 35, nr. 425, p. 439—443.

[5] Uffler, H. J. *Nouveau modèle de calculateur universel.* Ed. soc. pour l'étude et la réalisation des procédés électroniques de calcul, ANALAC, Paris, 1963.

Ing. P. GHELFAN

Magnetometru de mare sensibilitate cu citire directă, pentru determinarea micilor magnetizări remanente

Sub denumirea generică de „Rock generator" magnetometrele de inducție pentru măsurarea micilor magnetizări remanente, bazate pe determinarea vectorială a semnalului indus într-o bobină plasată convenabil în cîmpul magnetic al eșantionului de măsurat, prin rotirea constantă a acestuia din urmă, au fost descrise în numeroase variante [1]—[7], destinate în special unor determinări cu scop geofizic.

Măsurarea semnalului care apare la bornele bobinei de mai sus este legată de dificultăți importante, dată fiind valoarea sa foarte mică, în general inferioară zgomotelor care îl însoțesc.

În realizările mai perfecționate, utilizîndu-se prelucrarea electronică a semnalului dat de bobină, s-a mers pe două căi :

a. separarea semnalului prin amplificarea selectivă, urmată de o măsurare de fază și amplitudine [2], [3];

b. separarea semnalului prin amplificarea selectivă și determinarea parametrilor săi cu ajutorul unui dispozitiv sensibil la fază cu constantă de timp mare, care prin proprietățile sale selective superioare asigură un raport avantajos semnal/zgomot [4], [5].

La prima soluție, sensibilitatea condiționată de îngustarea benzii este limitată de stabilitatea frecvenței de lucru și a circuitelor selective, datorită defazajului parazit introdus de acesta din urmă, care crește la îngustarea benzii pentru aceleași limite de variație ale frecvenței.

La a doua soluție, amplificatorul selectiv are un rol secundar, evitînd doar supraîncărcarea dispozitivului sensibil la fază, acesta din urmă avînd în fond efectul selectiv esențial.

Determinarea fazei și amplitudinii semnalului în cazul acestei a doua variante se face prin tatonări, comanda dispozitivului sensibil la fază făcîndu-se cu o tensiune de referință reglabilă în fază, într-un interval $0—2\pi$.

Mărirea efectului selectiv, care se poate face mărind constanta de timp a dispozitivului sensibil la fază, este în acest caz limitată, venind în contradicție cu operativitatea.

Bazîndu-se pe principiul celei de-a doua variante, magnetometrul prezentat în cele ce urmează elimină operațiile de tatonare, afișajul rezultatului făcîndu-se direct, ceea ce permite o substanțială mărire a constantei de timp a dispozitivului sensibil la fază și, implicit, a sensibilității.

Este soluţionată totodată şi problema defazajului parazit dat de amplificatorul selectiv, prin introducerea unor circuite corectoare în calea semnalului de referinţă.

I. Principiul de funcţionare

Elementele mecanice, traductorul inductiv şi generarea semnalului de referinţă nu diferă esenţial de cele ale descrierilor din literatură, astfel încît o prezentare a acestora nemaifiind oportună, rămîne doar de semnalat frecvenţa, respectiv turaţia aleasă.

Elementele mobile care se rotesc sincron cu eşantionul, fiind în întregime executate din lemn şi materiale plastice, este de dorit alegerea unei turaţii cît mai joase; pe de altă parte sensibilitatea magnetometrului realizat nu este limitată, după cum se va arăta mai departe, de zgomote externe, ci de semnale parazite provocate de sarcini electrostatice, rotite simultan cu eşantionul, semnale care cresc, ca şi semnalul propriu-zis, proporţional cu turaţia. La alegerea frecvenţei de lucru s-a ţinut seamă de distanţarea de frecvenţa reţelei şi de operativitatea necesară, astfel încît componentele acesteia să poată fi eliminate, timpul de măsurare fiind determinat de turaţie. S-a ales $f_0 = 30$ Hz.

Semnalul indus prin rotirea eşantionului de măsurat în traductorul inductiv (fig. 1) este amplificat de un amplificator selectiv, după care este aplicat la două dispozitive sensibile la fază, identice. La unul dintre acestea, semnalul se aplică cu un decalaj de 90°.

O tensiune de referinţă sincronă cu semnalul propriu-zis este generată cu o fotocelulă impresionată de un spot luminos obturat de un semidisc coaxial cu eşantionul. După o corecţie de fază, această tensiune este amplificată, limitată şi aplicată celor două dispozitive sensibile la fază. De la dispozitivele sensibile la fază vor rezulta tensiunile :

$$U_1 = U_M \cos \varphi \text{ şi } U_2 = U_M \sin \varphi$$

unde φ este defazajul dintre semnal şi tensiunea de referinţă, iar U_M, tensiunea maximă.

U_1 şi U_2 determină un vector $\overline{U} = U_M e^{j\varphi}$ care va corespunde vectorului caracterizînd cîmpul magnetic produs de eşantionul în rotaţie.

Aplicînd tensiunile U_1 şi U_2 perechilor de plăci deflectoare orizontale, respectiv verticale ale unui osciloscraf, deviaţia spotului de la centrul ecranului va determina direct proiecţia vectorului magnetizării remanente în planul de rotaţie a eşantionului. Într-adevăr alegînd reperul corespunzător unghiului $\varphi = 0$ pe suportul eşantionului astfel încît deviaţia pe ecranul osciloscrafului să corespundă semiaxei OX, dreapta ce va uni centrul ecranului cu punctul în care se deplasează spotul la o măsurare reprezintă în planul de coordonate rectangulare cu originea în centrul ecranului tubului catodic componenta în planul de rotaţie a eşantionului, a vectorului magnetizării sale remanente.

Un dispozitiv auxiliar pentru compensarea eventualelor momente magnetice parazite constante, datorite elementelor în mişcare, este

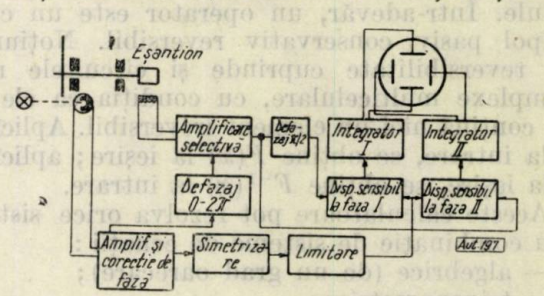


Fig. 1

prevăzut şi constă dintr-un defazor reglabil cu un domeniu $0 - 2\pi$ şi un atenuator care aplică de la semnalul de referinţă o fracţiune compensatoare la intrarea amplificatorului selectiv [6], [7].

II. Descrierea elementelor componente

1. *Amplificatorul selectiv*

După cum s-a arătat în introducere, amplificatorul selectiv poate introduce un defazaj variabil determinat de variaţiile frecvenţei de lucru, eronînd măsurarea de unghi.

În cazul de faţă, amplificatorul selectiv avînd numai rolul de a preveni supraîncărcarea detectorului sensibil la fază, banda sa de trecere poate fi aleasă suficient de largă, astfel încît defazajul variabil introdus să nu depăşească o valoare maximă admisă.

Vecinătatea frecvenţei de 50 Hz impune totuşi condiţii de selecţie care nu se pot realiza prin decalarea etajelor selective sau lărgirea benzii lor, în măsura în care acest lucru ar face neglijabilă variaţia parazită de fază.

Soluţia aleasă în lumina acestei observaţii constă în utilizarea unui amplificator selectiv cu etaje acordate pe aceeaşi frecvenţă şi cu o bandă de trecere corespunzătoare unei situaţii în care componenta de 50 Hz indusă de reţea are la ieşirea amplificatorului o valoare neglijabilă.

Defazajul parazit care rezultă în acest caz, în domeniul de variaţie a frecvenţei de lucru, se reduce pînă la valori neglijabile prin introducerea unui defazaj compensator în calea tensiunii de referinţă, cu circuite ale căror descriere va fi dată mai departe.

Amplificatorul selectiv se compune din şapte etaje (fig. 2). Primul etaj este un amplificator RC asupra căruia s-au luat precauţii speciale în ceea ce priveşte microfonia; celelalte şase sînt nişte etaje selective cu circuite

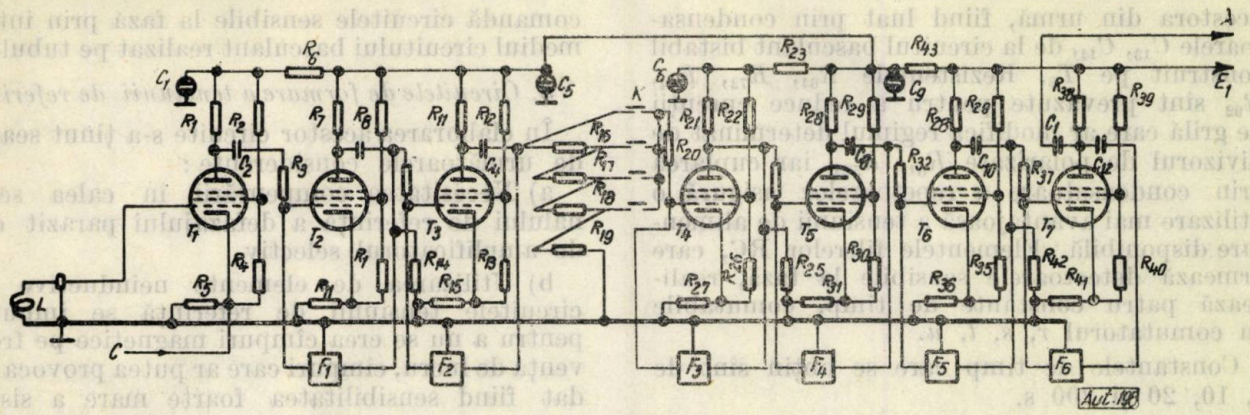


Fig. 2.

„dublu T", RC (F_1—F_6) cu raportul 1 : 2, respectiv 1 :3 între impedanţele braţelor, acordate pe $f_0 = 30$ Hz.

Alegerea primului tub nu s-a făcut pe criterii de zgomot minim, rezistenţa traductorului fiind de 100 kΩ, ci numai de microfonie minimă, dat fiind prezenţa deosebit de supărătoare a vibraţiilor pe frecvenţa de lucru, date de dispozitivul de rotire a eşantionului.

O dublă suspensie elastică cu fire de cauciuc susţine tubul şi elementele primului etaj, montat compact într-un blindaj.

Necesităţile de compactizare în legătură cu suspensia şi ecranarea, ca şi microfonia redusă, au dus la utilizarea pentodei 6 J 1 J care a dat rezultate foarte bune, efectele microfonice fiind complet eliminate.

Comutatorul K stabileşte patru sensibilităţi corespunzătoare unor amplificări de $3 \cdot 10^5$, $3 \cdot 10^4$, $3 \cdot 10^3$, $3 \cdot 10^2$.

180° pe frecvenţa de lucru, reducîndu-se astfel posibilitatea oscilaţiilor sau deformarea caracteristicii de frecvenţă.

2. *Circuitele sensibile la fază şi defazorul de 90*

Liniaritatea fiind condiţia esenţială a unei funcţionări normale pentru detectoarele sensibile la fază lucrînd în condiţii de raport semnal/zgomot subunitar, în afară de măsurile legate de însăşi obţinerea unei liniarităţi deosebite, s-a căutat să se obţină o cît mai bună stabilitate, aceasta din urmă permiţînd reducerea semnalului aplicat detectorului.

Semnalul venind de la amplificatorul selectiv pe conductorul *A* din figura 3 este amplificat simetric de un inversor asamblat pe dubla triodă T_9, care are şi rolul de defazor.

De la acesta se despart cele două semnale egale în amplitudine, dar defazate la 90°, cu grupul P_1, C_{15}. Ele se aplică repetoarelor

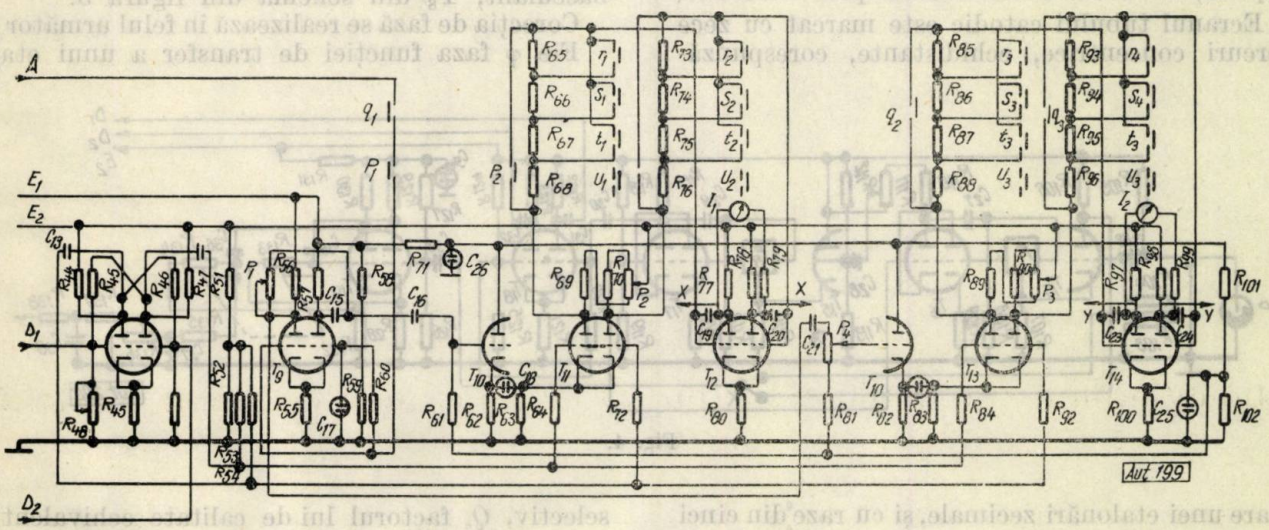


Fig. 3.

Alimentarea anodică se face printr-o reţea de decuplaje RC, alese astfel încît faza tensiunii de reacţie venind pe calea de alimentare de la ultimul etaj la al doilea, este rotită cu circa

catodice formate din triodele T_{10}, care realizează adaptarea cu circuitele sensibile la fază construite pe triodele T_{11}, T_{13}. Semnalul dreptunghiular de referinţă este aplicat pe grilele

acestora din urmă, fiind luat prin condensatoarele C_{13}, C_{14}, de la circuitul basculant bistabil construit pe T_8. Rezistenţele R_{64}, R_{72}, R_{84}, R_{92} sînt prevăzute pentru a reduce curenţii de grilă care ar modifica regimul determinat de divizorul de polarizare R_{51}, R_{52}, iar cuplarea prin condensatoare a repetoarelor asigură o utilizare mai avantajoasă a tensiunii de alimentare disponibilă. Elementele filtrelor RC, care urmează detectoarele sensibile la fază, realizează patru constante de timp, comutabile cu comutatorul r, s, t, u.

Constantele de timp care se obţin sînt de 2, 10, 20 şi 200 s.

Utilizarea unor condensatoare de înaltă calitate însă de valoare mică, este asigurată cu montajul de multiplicare prin reacţie a admitanţei cuplajului capacitiv grilă-anod din schema etajului amplificator de curent continuu ce urmează.

De la plăcile triodelor T_{12} şi T_{14} se aplică simetric la comanda deflecţiei orizontale, respectiv verticale ale unui oscilograf de curent continuu, tensiunile obţinute, măsurate totodată şi cu instrumentele I_1 şi I_2.

Reglajul defazajului de 90° se realizează cu potenţiometrul P_1, al nulului celor două circuite sensibile la fază cu potenţiometrele P_2 şi P_3, iar al nivelului semnalului la dispozitivul sensibil la fază care corespunde deflecţiei pe verticală, cu potenţiometrul P_4.

Acest din urmă reglaj are rolul egalizării sensibilităţilor rezultante ale sistemului pe cele două axe de coordonate în planul cărora se deplasează spotul oscilografului, pentru a se obţine astfel reprezentarea vectorului $\overline{U}$ de la cap. II, la o scară determinabilă prin etalonare.

Ecranul tubului catodic este marcat cu zece cercuri concentrice, echidistante, corespunzătoare unei etalonări zecimale, şi cu raze din cinci în cinci grade. Mai exact, vectorul $\overline{U}$ este determinat de deviaţiile U_1 şi U_2 ale instrumentelor I_1, respectiv I_2 : $U_M = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$, $\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_2}{U_1}$.

Prin conductorii D_1 şi D_2 intră în această parte a sistemului tensiunea de referinţă care comandă circuitele sensibile la fază prin intermediul circuitului basculant realizat pe tubul T.

3. *Circuitele de formare a tensiunii de referinţă*

În elaborarea acestor circuite s-a ţinut seamă de următoarele considerente :

a) Necesitatea compensării în calea semnalului de referinţă a defazajului parazit dat de amplificatorul selectiv.

b) Utilizarea de elemente neinductive în circuitele tensiunii de referinţă se impune, pentru a nu se crea cîmpuri magnetice pe frecvenţa de lucru, cîmpuri care ar putea provoca — dat fiind sensibilitatea foarte mare a sistemului — semnale false în traductorul inductiv.

c) Necesitatea utilizării unor surse separate de alimentare pentru asigurarea separării circuitelor de formare a tensiunii de referinţă, ca şi ale celor în care se aplică aceasta de circuitele de intrare ale amplificatorului selectiv. Această condiţie este impusă în special din cauza frecvenţei joase de lucru, posibilităţile de decuplare fiind limitate.

d) Tensiunea de referinţă aplicată detectoarelor sensibile la fază trebuie să fie deosebit de stabilă ca formă, aceasta fiind o condiţie de bază în ce priveşte stabilitatea lor.

Din descrierea schemei din figura 4 va rezulta cum sînt satisfăcute aceste deziderate.

De la fotocelula P se ia semnalul de referinţă, care se aplică succesiv etajelor selective RC realizate pe tuburile T_{15}, T_{16}, T_{17}, cu filtre „dublu T" identice cu cele utilizate la amplificatorul selectiv.

De la al doilea etaj selectiv, semnalul este aplicat unui inversor de fază, de la care ieşirea simetrică prin D_1, D_2 va comanda circuitul basculant, T_8 din schema din figura 3.

Corecţia de fază se realizează în felul următor :

Fie φ faza funcţiei de transfer a unui etaj

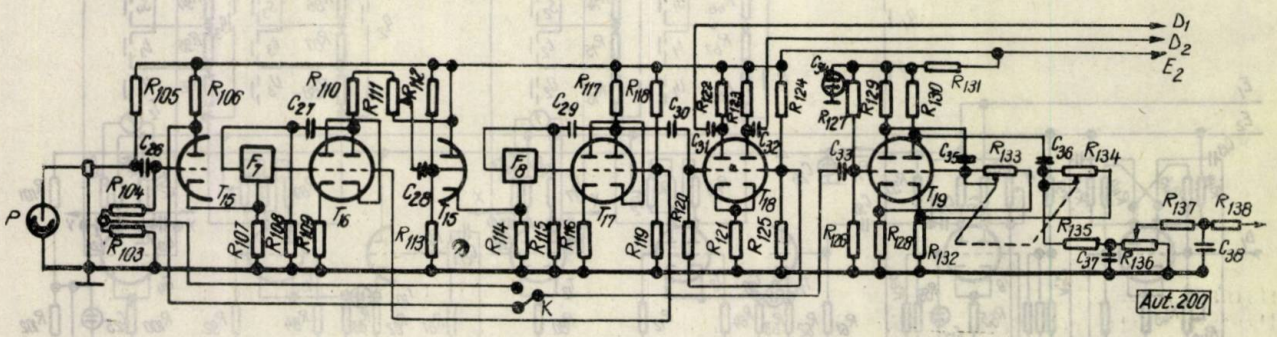


Fig. 4.

selectiv, Q_e factorul lui de calitate echivalent, Y ecartul de frecvenţă raportat, φ_t defazajul unui grup de trei etaje identice acordate pe frecvenţa f_0, Q'_e factorul de calitate echivalent al unui etaj selectiv de la formarea tensiunii de referinţă, φ_c defazajul compensator şi $\delta\varphi$

defazajul parazit. Pentru etajul utilizat în amplificatorul selectiv :

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\left[-\frac{YQ_e}{1+\frac{1}{4}Y^2Q_e}\right],$$

pentru trei etaje vom avea :

$$\varphi_3 = 3\varphi = \operatorname{arctg} - \left[\frac{\left(3-\frac{Y^2Q_e^2}{1+\frac{1}{4}Y^2Q_e}\right)\frac{YQ_e}{1+\frac{1}{4}Y^2Q_e}}{1-3\frac{Y^2Q_e^2}{\left(1+\frac{1}{4}Y^2Q_e\right)^2}}\right]$$

din care, ţinînd seamă numai de termenii pînă la gradul 3 ;

$$\varphi \cong -\operatorname{arctg}\frac{3Q_eY-Q_e^3Y^3}{1-3Q_e^2Y^2} \qquad (1)$$

punînd

$$Q_e' = (3+n)Q_e \qquad (2)$$

şi avînd în vedere că pentru tipul de etaj selectiv utilizat în calea tensiunii de referinţă faza este :

$$\varphi_t = -\operatorname{arctg} Q_e' Y' \qquad (3)$$

pentru defazajul parazit rezultat în cazul a numai trei etaje selective de amplificare a semnalului şi un etaj compensator, făcînd diferenţa relaţiilor (1), (3), rezultă :

$$\delta\varphi = \varphi_3 - \varphi_c \approx \operatorname{arctg}\left[\frac{nQ_eY-8Q_e^3Y^3}{1+6Q_e^3Y^3}\right],$$

în care s-au neglijat termenii de grad mai mare decît 3.

Pornind de la premisa că reţeaua, respectiv turaţia motorului variază în limitele de $\pm 1\%$ faţă de valoarea nominală, ecartul de frecvenţă corespunzător va fi de $\pm 0{,}3$ Hz în jurul valorii de 30 Hz.

În situaţia $Q_e = 8$, rezultă $Q_eY = 0{,}6$.

Parametrul n se poate alege astfel încît în domeniul menţionat mai sus de $\pm 0{,}3$ Hz, variaţia diferenţei defazajelor (care are aspectul unui S orizontal), să aibă valoarea corespunzătoare capetelor intervalului, egală cu valoarea extremelor.

În acest mod intervalul de variaţie a diferenţei defazajelor va fi minim.

Se găseşte $n \cong 0{,}15$, corespunzîndu-i valoarea maximă $\delta\varphi = 27'$.

Pentru toate cele şase etaje selective ale amplificatorului şi cele ale tensiunii de referinţă vom avea defazajul parazit :

$$\Delta\varphi = \pm 2\,\delta\varphi = \pm 54'.$$

După cum rezultă din (2) $Q_e' \simeq 3{,}15\ Q_e$.

Utilizarea acestei soluţii de corecţie a variaţiilor de fază atrage însă şi un neajuns : variaţii importante de amplitudine care atrag, în cazul unei limitări cu elemente RC şi diode, variaţii în raportul semiperioadelor tensiunii de referinţă, compromiţînd astfel stabilitatea detectoarelor sensibile la fază.

Este de menţionat că variaţiile de amplitudine supărătoare care apar în elaborarea semnalului de referinţă pot fi cauzate şi de o stabilizare insuficientă a alimentării sursei luminoase care impresionează fotocelula.

În cazul detectorului sensibil la fază cu comutaţie clasică, cu transformator şi rezistenţe de limitare în circuitele de comandă ale comutaţiei, problema s-ar fi redus doar la echilibrarea tensiunilor continue şi alternative. Cum însă mai multe încercări anterioare făcute în sensul utilizării transformatoarelor în circuitele tensiunii de referinţă, care constau în ecranarea, reducerea scăpărilor ca şi alegerea unei dispoziţii spaţiale optime, au dat rezultate inferioare comparativ cu cele obţinute prin utilizarea exclusivă a elementelor RC, a fost găsită o soluţie de acest gen care înlătură deficienţa de mai sus. Astfel, stabilizarea raportului semiperioadelor este obţinută în mod satisfăcător prin comanda simetrică a circuitului basculant T_8 (fig. 3), reglîndu-se rezistenţa R_{48} din divizorul stîng al etajului, astfel încît în intervalul de variaţie a amplitudinii tensiunii de comandă, raportul semiperioadelor să fie constant.

III. Circuitele de compensare ale momentelor magnetice parazite

Dificultăţilor legate de obţinerea unor elemente total nemagnetice pentru piesele în mişcare şi cele în vibraţie pe frecvenţa de lucru, li se adaugă şi posibilităţile de contaminare magnetică în exploatare.

Pentru a se elimina aceste dificultăţi sînt prevăzute circuite care elaborează un semnal compensator, care se aplică la intrarea amplificatorului selectiv [6], [7].

Astfel, de pe divizorul $R_{103} - R_{104}$ (fig. 4) şi de pe R_{106} se pot lua tensiuni egale în antifază, comutatorul K stabilind o rotaţie de 180° a fazei. Mai departe, un reglaj continuu în intervalul 0—180° este stabilit cu defazoarele montate pe tubul T_{19} prin reglarea potenţiometrelor cuplate R_{133}, R_{134}.

Controlată în amplitudine cu R_{136}, tensiunea rezultată se aplică printr-un divizor la catoda primului tub al amplificatorului selectiv.

IV. Efectul zgomotelor

Semnalul obţinut de la traductor este însoţit de zgomote de natură inductivă, microfonică şi termică.

Zgomotele de natură inductivă se pot reduce pînă la valori nesupărătoare prin ecranare şi compensarea cu ajutorul unei înfăşurări auxiliare a cîmpurilor externe. La fel şi zgomotele de natură microfonică se pot reduce pînă la

valori neînsemnate luînd măsuri corespunzătoare la modul de fixare a traductorului şi primului etaj.

Zgomotul termic are însă o valoare importantă, dată fiind rezistenţa mare a traductorului ($R = 10^5\ \Omega$).

Reducerea acestuia din urmă este posibilă valorificînd proprietăţile selective ale detectoarelor sensibile la fază.

Neglijînd rezistenţa de zgomot echivalentă a primului etaj, dispersia zgomotului la ieşirea sistemului se poate exprima:

$$\overline{U^2} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} D\,|F_t(j\omega)|^2\,d\omega \qquad (4)$$

în care F_t este funcţia de transfer a sistemului, iar D densitatea spectrală a zgomotului termic la bornele traductorului. Modulul funcţiei de transfer se poate exprima:

$$|F_t(j\omega)| = |F_a(j\omega)| \cdot |F_d(j\omega)| \qquad (5)$$

în care F_a este funcţia de transfer a amplificatorului selectiv, iar F_d funcţia de transfer a detectorului sensibil la fază.

Neglijînd efectul zgomotelor din afara benzii de trecere, se poate face asimilarea etajelor selective RC cu etaje cu circuite acordate LC cu $Q_e = 8$.

Un lanţ de n amplificatoare de acest fel este echivalent cu un amplificator avînd o bandă de trecere corespunzătoare unui factor de calitate echivalent:

$$Q_{et} = \frac{Q_e}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}. \qquad (6)$$

Funcţia sa de transfer:

$$F_a(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j(\omega - \omega_0)\,T_a} \qquad (7)$$

în care A_0 este amplificarea la rezonanţă, iar

$$T_a = \frac{2\,Q_{et}}{\omega_0}. \qquad (8)$$

Funcţia de transfer a detectorului sensibil la fază [8] este:

$$\left|F_d(j\omega)\right| = \frac{2K_0}{\pi}\sum_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{2n+1}\left|F_f[j\omega - j(2n+1)\omega_0]\right|,$$

unde F_f este funcţia de transfer a filtrului RC ce urmează detectorului sensibil la fază, iar K_0, amplitudinea tensiunii dreptunghiulare de referinţă.

Deoarece

$$F_f(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T_f},$$

în care $T_f = RC$ este constanta de timp a filtrului,

$$\left|F_d(j\omega)\right| = \frac{2K_0}{\pi}\sum_{-\infty}^{+\infty}\left|\frac{1}{2n+1}\right|\left|\frac{1}{1 + j[\omega - (2n+1)\,\omega_0 T_f}\right|.$$

Termenii sumei descresc repede cu n, iar dacă $T_f > \frac{2\pi}{\omega_0}$ se poate aproxima că:

$$F_d(j\omega) = \frac{2K_0}{\pi}\,\frac{1}{1 + j(\omega - \omega_0)\,T_f} \qquad (9)$$

Ţinînd seamă de (5), (7) şi (9), rezultă că între plăcile dublelor triode T_{12} şi T_{14} (fig. 3) ale detectoarelor sensibile la fază va fi aplicată o putere de zgomot:

$$\overline{U^2} = \frac{8K_0^2\,DA_0}{\pi^2}\cdot\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{d\omega}{\left[1+T_f^2(\omega-\omega_0)^2\right]\left[1+T_a^2(\omega-\omega_0)^2\right]}$$

$$\overline{U^2} = \frac{4K_0^2\,DA_0}{\pi^2\,(T_f + T_a)}.$$

În cazul semnalului de frecvenţă f_0 la ieşire

$$U_e = |F_a(j\omega)|\,|F_d(j\omega)|\,U_i;$$

U_i fiind tensiunea dată de traductor.

Raportul semnal/zgomot $\frac{U_e^2}{\overline{U^2}} = \frac{U_i^2}{D}(T_f + T_a)$.

Considerînd traductorul pur rezistiv $D = 4KTR$, în care K este constanta lui Boltzman iar T, temperatura absolută şi pentru $U_i = 10^{-8}$ care corespunde practic limitei inferioare a momentelor de măsurat, raportul $\frac{U_e^2}{\overline{U^2}} = 12{,}4$ corespunde unei constante de timp a detectoarelor sensibile la fază $T = 200$ s.

V. Rezultate şi performanţe

În determinarea unghiului, sistemul descris se arată avantajos, atingînd performanţele date în literatură [1], [2], [4] şi aducînd în acelaşi timp avantajul simplităţii măsurării.

Astfel, pentru momente de magnetizare remanentă depăşind 10^{-6} u.e.m. C.G.S./cm^3 eroarea de unghi este mai mică de $\pm 1°$, dacă variaţia turaţiei motorului nu depăşeşte $\pm 1\%$.

Determinarea momentului, făcută pe ecranul oscilografului, este afectată de o eroare maximă de $\pm 10\%$, iar cu instrumentele I_1, I_2 (fig. 3) de $\pm 5\%$, de asemenea în cazul cînd momentul depăşeşte 10 u.e.m.C.G.S/cm^3, iar turaţia rămîne în limitele de mai us.

Determinările pe baza indicaţiilor celor două instrumente I_1 şi I_2 oferind o mai mare exactitate, se fac la valori mari ale momentelor magnetice de determinat şi la etalonări, cînd erorile se datoresc numai fluctuaţiilor proprii ale aparaturii.

Pentru etalonarea şi stabilirea performanţelor s-au utilizat eşantioane măsurate în prealabil cu un magnetometru cu fir de torsiune.

Semnalele parazite pe frecvenţa f_0 dată de circuitele tensiunii de referinţă, ca şi de impurităţile pieselor în mişcare atunci cînd nu

sînt neglijabile, pot fi compensate; nu acelaşi lucru se poate spune despre semnalul produs de sarcinile electrostatice, care îşi variază continuu parametrii, fiind astfel imposibil de compensat. Acestea din urmă limitează la valori mai mici de 10^{-6} u.e.m. C.G.S./cm^3, exactitatea măsurărilor şi poate compromite total măsurările pentru valori mai mici decît 10^{-6} u.e.m. C.G.S/cm^3.

Concluzii

Magnetometrul prezentat se caracterizează prin următoarele elemente noi:

1) Citirea directă, în condiţii de raport semnal/zgomot subunitar, fapt care reduce timpul de măsură, făcută altfel prin tatonări [5], [6], permiţînd totodată creşterea sensibilităţii prin mărirea constantei de timp a circuitelor sensibile la fază.

2) Eliminarea din schema detectoarelor sensibile la fază a elementelor inductive supărătoare, datorită radiaţiei lor pe frecvenţa de lucru, prin utilizarea unor circuite RC la limitarea tensiunii de referinţă care menţin un raport constant al semiperioadelor acesteia din urmă.

3) Compensarea semnalelor parazite iniţiale pe cale electronică, care este mai avantajoasă decît cea magnetică descrisă în lucrările [3] [4], atît la realizare — nemainecesitînd elemente mecanice complicate — cît şi ca eficacitate şi comoditate în lucru.

Limitarea sensibilităţii, datorită electrizării elementelor în rotaţie, continuă însă să rămînă o problemă nerezolvată, utilizarea unei neutralizări prin iradiere cu particule încărcate fiind de întrevăzut.

BIBLIOGRAFIE

[1] Runkorn, S. K. *Methods and Techniques in Geophysics.* New York, Interscience Publishers, 1960, p. 194.

[2] Nagata, T. *Magnetism gornih porod.* Moscova, Izdat Inostranaia Literatura, 1956, p. 62, 73, 79.

[3] Graham, W. T. *Evidence of Polar Shift Since Triasic Time.* In: Journal of Geophysical Research, nr. 3, 1955, p. 329.

[4] Johnson, E. A., Marphy, T. şi Michelson, P. *New High Sensitivity Remanent Magnetometer.* In: Review of Scientific Instruments, 20, 1949, p. 429.

[5] Kähne, R. *Ein Messverstärker geringer Bandbreite.* In: Nachrichtentechnik, nr. 3, 1955, p. 113.

[6] Ghelfan, P. *Magnetometru de inducţie pentru măsurarea micilor magnetizări remanente.* În: Automatica şi Electronica, nr. 6, 1962.

[7] Brevet R.P.R. nr. 42 139.

[8] Bolişakov, I. A. *Prohojdenie reguliarnîh i sluciainîh signalov cerez fazovîi detector comutaţionava tipa.* În: Vestnic Moscovscova universiteta, nr. 6, 1958.

ACTUALITĂŢI

Introducerea calculatoarelor în automatizarea centralelor termoenergetice

Introducerea calculatoarelor în aceste instalaţii se află într-un stadiu incipient. Opinia generală este că în viitorul apropiat numărul de calculatoare care vor conduce procesele complexe din acest domeniu va creşte considerabil şi, din această cauză, problema este amplu examinată în literatura de specialitate.

Formele în care calculatoarele vor fi întrebuinţate sînt următoarele [1]:

A. Înregistrarea şi prelucrarea automată a informaţiilor.

B. Optimizarea manuală a mărimilor de intrare împreună cu operaţiile de la A.

C. Sistem de alarmă şi indicaţii pentru conducerea procesului, întrebuinţate de operator împreună cu A şi B.

D. Optimizarea automată a mărimilor de intrare împreună cu A şi B.

E. Automatizarea completă a procesului (automatizare complexă) inclusiv A şi B.

Eficienţa economică relativă a acestor diferite forme de întrebuinţare a calculatoarelor este arătată în figura 1.

Pentru a putea aprecia efectul introducerii calculatoarelor este necesar să se stabilească asupra cărei părţi din preţul de cost al energiei electrice livrate apare acest efect. În costul energiei electrice produse repartiţia costului este următoarea [2]: cotă care provine din investiţie 50%; combustibil 40%; salariile personalului 6%; întreţinerea 4%.

Aceste cifre arată că eficienţa introducerii calculatoarelor poate proveni din reducerea combustibilului, datorită optimizării procesului, reducerea personalului şi deci a salariilor, cum şi reducerea cheltuielilor de întreţinere. În ce priveşte reducerea combustibilului trebuie observat că „chiar şi cu o reducere procentuală mică, suma totală anuală economisită

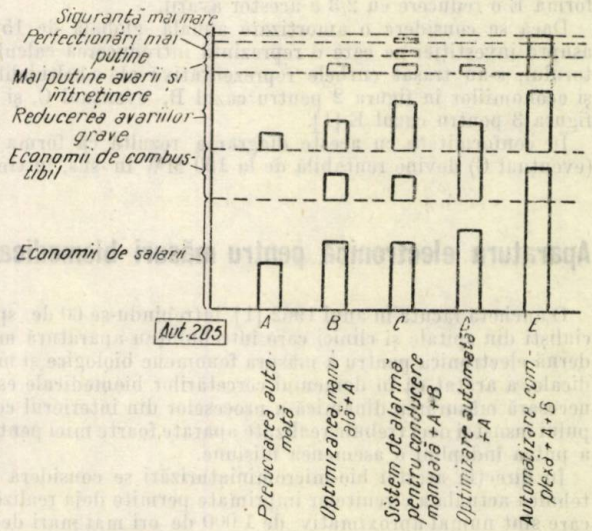


Fig. 1. Economii relative obţinute prin diferite forme de întrebuinţare a calculatoarelor în automatizarea centralelor termoelectrice [1].

poate fi importantă dacă se ţine seamă de importanţa cheltuielilor anuale". Pentru o centrală de 200 MW, combustibilul reprezintă anual 3 milioane de dolari [1].

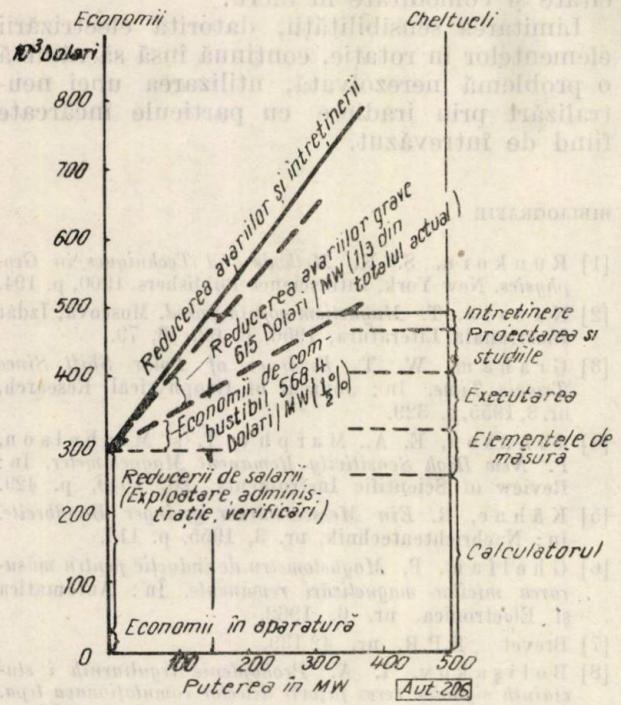


Fig. 2. Economii şi cheltuieli, ca urmare a introducerii calculatoarelor după forma B, eventual C [1].

ce forma E, de la 175 MW în sus. Este de observat însă că forma E, deşi aproximativ de două ori mai costisitoare decît forma B, practic, se poate introduce în mod economic de la

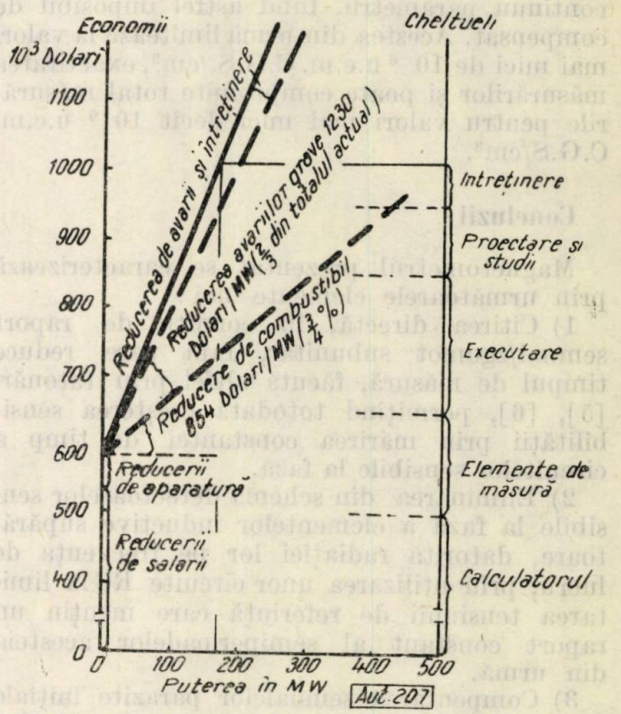


Fig. 3. Economii şi cheltuieli, ca urmare a introducerii calculatoarelor după forma E [1].

Este interesant de menţionat calculele care s-au făcut în ce priveşte reducerea, cu ajutorul calculatoarelor, a avariilor majore, categorii în care se cuprind întreruperi de serviciu de 3—4 luni şi a căror reparaţie costă peste 1 milion dolari. Statisticile au arătat că [3], [4] asemenea accidente au loc o dată pe an pentru 100 de instalaţii. Dacă se consideră că durata vieţii unei astfel de instalaţii ar fi de 30 de ani, atunci pentru acest fel de instalaţie corespunde 0,3 avarii majore. Calculele făcute pe această bază au dus [3], [5] la o cheltuială de 1 850 dolari pe MW anual pentru asemenea avarii. Se admite că prin introducerea calculatoarelor se obţine pentru forma B o reducere cu o treime a acestor avarii, şi pentru forma E o reducere cu 2/3 a acestor avarii.

Dacă se consideră o amortizare anuală globală de 15% asupra investiţiei pe care o reprezintă introducerea calculatorului, s-au trasat curbele reprezentative ale cheltuielilor şi economiilor în figura 2 pentru cazul B, eventual C, şi în figura 3 pentru cazul E [1].

În conformitate cu aceste diagrame rezultă că forma B (eventual C) devine rentabilă de la 150 MW în sus, în timp aproximativ aceeaşi putere, 150÷175 MW. Desigur că aceste calcule şi deci şi concluziile pot fi puternic influenţate de condiţiile specifice ale fiecărei instalaţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Burdick, G. J. şi Glass, T. J. *Aufgabe und Wirtschaftlichkeit von digitalen Rechenmaschinen bei der Automatisierung von Dampfkraftwerken.* In: Regelungstechnik nr. 1, 1964.
[2] * * * *Automation in the Power Field.* In: Power Engineering Magazine, ian 1960.
[3] Backer, R. A. *A look at generating station automation ISA-Paper, Power Instrument Symposium.* San Francisco, mai 1960.
[4] Ritchings, F. A. şi Summers, W. A. *Evolution of Automation. Proceeding of American Power Conference,* 1959.
[5] Chadwick, W. L. *Computer to Automate Huninton,* Beach Units. In: Electrical World, ian 1960.

Aparatura electronică pentru măsuri biomedicale

O anchetă făcută în anul 1962 [1], întrebîndu-se 60 de specialişti din spitale şi clinici care întrebuinţau aparatură modernă electronică pentru a măsura fenomene biologice şi medicale, a arătat că în domeniul cercetărilor biomedicale este necesară măsurarea dinamică a proceselor din interiorul corpului însuşi şi deci trebuie realizate aparate foarte mici pentru a putea îndeplini o asemenea misiune.

În direcţia acestei bio-microminiaturizări se consideră că tehnica actuală a circuitelor imprimate permite deja realizări care sînt numai aproximativ de 1 000 de ori mai mari decît un circuit neuronal echivalent [2]. Este de aşteptat că în cîţiva ani se va dispune de elemente de dimensiunile unei celule pentru asemenea cercetări.

Din cauză că traductorii întrebuinţaţi la suprafaţă dau informaţii indirecte sau contaminate de distorsiunile care sînt produse de ţesuturile intermediare, cercetările se îndreaptă către măsurări care se fac in vivo direct pe organul sau structura care produce fenomenul biologic în observaţie. În această direcţie sînt aşteptate progrese importante prin întrebuinţarea de traductoare optice pentru a se vedea direct organele examinate şi a se face măsurări [3]. Dacă traductorul se introduce pentru o durată mai lungă, în afară de dimensiuni devine importantă şi alegerea materialului din care este făcut. Traductoare electromagnetice de debit cu diametrul de 1,5 mm au fost realizate şi introduse în artera coronară.

Biotelemetria este o altă direcţie în care realizările recente sînt importante ; un emiţător cuprinzînd traductorul, circuitul oscilator şi sursa de energie nu depăşeşte dimensiunile unei pastile [4].

S-au înregistrat de asemenea progrese substanţiale în adaptarea semiconductoarelor pentru aplicaţii biomedicale. Tabela indicată arată unele din aceste progrese [5].

Ca o dezvoltare de viitor se aşteaptă ca să poată fi aplicate principiile mecanicii cuantice la măsurarea evenimentelor biologice [6].

Parametrul fizic	Traductorul utilizat	Exemple
Temperatura	Termistoare Tranzistoare Diode	Temperatura suprafeţei sau interiorului corpului
Lumină	Fotodiode	Ajutorarea orbilor
Deplasare	Fotoelemente	Mişcarea ochilor
Viteza gazelor	Termistoare	Respiraţie
Acceleraţie	Cristale piezoelectrice	Balistocardiografie
Debit	Materiale piezorezistive	Debitul de sînge
Cîmp magnetic	Elemente cu efect Hall	Studii asupra muşchilor

BIBLIOGRAFIE

[1] Slater, L. E. *Wath's ahead in Biological Measurements.* În : I.S.A. Journal, febr 1964.

[2] Casey, E. I. *Biophysics — Concepts and Mecanisms Reinhold.* New-York, 1962.

[3] Singer, A. *Final Report on an Intercardiac Blood Pressure Transducer.* American Electronic Laboratories, 1963.

[4] Slater, L. E. *Bio-telemetry.* London, Perrgamon Press, 1963.

[5] Ansby, G. W. *Unpublished material from Bell Telephone Laboratories,* 1963.

[6] Bernard, D. R. *Biologic semiconductor* : basis of magnetic suceptability. Symposium Instrument Society of America, 1963.

Comutaţia statică în comanda ascensoarelor

Comutaţia statică [1] s-a introdus recent în acest domeniu pentru chemarea ascensorului, operaţie care determină răspunsul echipamentului de acţionare. Comutaţia statică nu

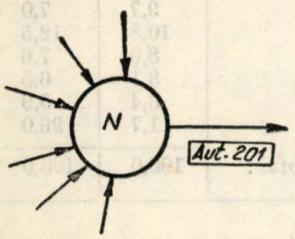


Fig. 1. Simbol utilizat pentru elementul NICI.

cuprinde deci reglarea vitezei motoarelor ci numai iniţierea acţiunilor de accelerare, decelerare şi oprire. În instalaţia realizată şi care satisface condiţiile obişnuite în asemenea

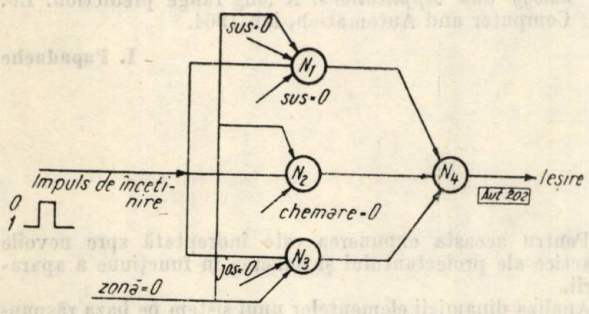


Fig. 2. Circuit de încetinire.

cazuri, elementul principal a fost NICI al cărui simbol utilizat în prezentarea schemelor este arătat în figura 1.

Circuitele principale care s-au combinat pentru realizarea programului sînt :

— circuit de încetinire pentru un etaj (fig. 2) ;
— circuit pentru determinarea direcţiei de mers (fig. 3) ;
— circuit de prioritate conţinînd două priorităţi (fig. 4).

Cu aceste circuite s-au construit un prim echipament destinat comenzii unui ascensor pentru cinci etaje şi apoi un al doilea, pentru două ascensoare deservind nouă etaje.

Pentru a se putea face diferite combinaţii, construcţia fizică este sub formă modulară cuprinzînd în total cinci module diferite.

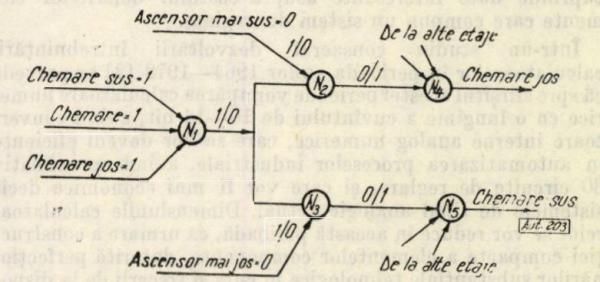


Fig. 3. Circuit prntru direcţia de mers.

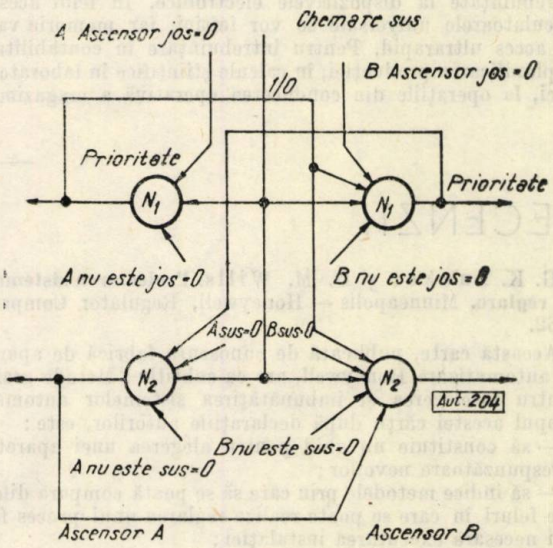


Fig. 4. Circuit de prioritate.

Prezentarea acestei aplicaţii la Society of Instrument Technology în noiembrie 1963, la Londra, a dat naştere

la numeroase discuţii. Aceste discuţii s-au referit la : atitudinea fabricilor de specialitate faţă de introducerea acestei aplicaţii a comutaţiei statice, condiţiile de temperatură din camera echipamentului, care sînt mai severe decît cu aparatura convenţională, necesitatea unui personal de întreţinere mai calificat, posibilitatea apariţiei unor impulsuri parazite, siguranţa în funcţionare a acestei metode, legată de posibilitatea de a modifica actualele metode de protecţie.

Fără a trezi un interes deosebit, din cauza perfecţionării la care a ajuns actuala aparatură bazată pe relee electromagnetice, totuşi s-a considerat că este justificată continuarea acestei introduceri.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gault, V. A. *Lift control using static switching.* In: Transactions of the Society of Instrument Technology, martie 1964.

Statistici şi tendinţe în automatică şi calculatoare

Statisticile făcute în S.U.A. asupra costului instalaţiilor de automatizare, inclusiv aparatura de măsurare, au dus la constatările de mai jos, în care cifrele reprezintă costul aparaturii, al materialului şi al manoperei, în procente, din costul utilajului tehnologic [1].

	Aparatură şi materiale	Manoperă	Total
Automatizări extinse	26	8	34
Automatizări normale	14	4	18
Automatizări reduse	6	2	8

Manopera pentru instalarea aparaturii de automatizare şi măsurare se estimează la 15% din costul aparaturii respective. Conductele de legătură, pentru o estimaţie rapidă, se pot aprecia la 16% din costul aparaturii, iar manopera pentru instalarea lor, la aproximativ 125% din costul lor. Articolul cuprinde date interesante asupra costului deferitelor elemente care compun un sistem de reglare.

Într-un studiu consacrat dezvoltării întrebuinţării calculatoarelor în perioada anilor 1964—1972 [2] se prevede că spre sfîrşitul acestei perioade vor apărea calculatoare numerice cu o lungime a cuvîntului de 10—14 bit, avînd convertoare interne analog numerice, care se vor dovedi eficiente în automatizarea proceselor industriale, avînd aproximativ 30 circuite de reglare, şi care vor fi mai economice decît sistemele de tipul analogic actual. Dimensiunile calculatoarelor se vor reduce în această perioadă, ca urmare a construcţiei compacte a elementelor componente, datorită perfecţionărilor substanţiale tehnologice în curs şi trecerii de la dispozitivele de intrare-ieşire electromecanice, actualmente întrebuinţate la dispozitivele electronice. În felul acesta, calculatoarele universale se vor ieftini, iar memoria va fi cu acces ultrarapid. Pentru întrebuinţare în contabilitate, în planificarea producţiei, în calcule ştiinţifice în laboratoare mici, la operaţiile din conducerea operativă a magazinelor medii, asemenea calculatoare, avînd o viteză nu prea mare, se vor putea închiria cu 150—300 dolari pe lună, adică cu, aproximativ $\frac{1}{5} + \frac{1}{10}$ din chiria actuală. Cu toate acestea producţia de calculatoare va creşte ca valoare, şi anume de la 4,500 milioane dolari, în anul 1964, la 6 milioane dolari, în anul 1972. Articolul cuprinde şi o statistică a întrebuinţării calculatoarelor numerice în anul 1964 pe diferite activităţi. Această repartiţie este următoarea :

	Calculatoare mici şi medii, %	Calculatoare mari, %
Agricultură	0,6	0,1
Mine	0,8	0,0
Construcţii	0,9	0,2
Construcţii de maşini :		
maşini şi echipamente	18,4	18,3
procese industriale	14,7	10,0
alte întrebuinţări	18,0	5,9
Servicii de vînzări	9,7	7,0
Asigurări finanţate	10,8	12,5
Transport	8,9	7,6
Comunicaţii, utilităţi publice	3,1	6,5
Servicii diverse	3,4	5,9
Servicii guvernamentale	11,7	26,0
Total :	100,0	100,0

BIBLIOGRAFIE

[1] Page, I. S. *Estimating Instrument costs.* In: Instruments and control systems, dec 1963.

[2] Blumberg, D. F. *New Directions for Computer Technology and Applications.* A long range prediction. In: Computer and Automation, ian 1964.

I. Papadache

RECENZII

G. K. Tucker şi D. M. Wills. **Proiectarea sistemelor de reglare.** Minneapolis — Honeywell, Regulator Company, 1962.

Această carte, publicată de cunoscuta fabrică de aparate de automatizare Honeywell, are ca subtitlu : Metode grafice pentru înţelegerea şi îmbunătăţirea sistemelor automate. Scopul acestei cărţi, după declaraţiile autorilor, este :

— să constituie un ghid pentru alegerea unei aparaturi corespunzătoare nevoilor ;

— să indice metodele prin care să se poată compara diferitele feluri în care se poate realiza reglarea unui proces fără a fi necesară executarea instalaţiei ;

— să studieze modificările în elementele sau legăturile din sistemele existente, care să ducă la îmbunătăţirea performanţelor ;

— să permită a se stabili dacă investiţia cu care se obţine o asemenea îmbunătăţire este justificată economic.

Pentru aceasta expunerea este îndreptată spre nevoile practice ale proiectantului şi punerea în funcţiune a aparaturii.

Analiza dinamicii elementelor unui sistem pe baza răspunsului în timp constituie primul capitol. În această parte a lucrării se precizează diferitele răspunsuri posibile, cum şi problema relaţiilor dintre unităţile de intrare şi ieşire din elementul considerat. În capitolul următor se face analiza aceloraşi elemente pe baza răspunsului în frecvenţă şi se expune reprezentarea grafică Bode. Această metodă este apoi folosită în capitolul 3, pentru a studia performanţele de reglare în ansamblu şi a stabili metodele după care se pot îmbunătăţi aceste performanţe.

Partea originală a acestei lucrări începe cu capitolul următor „cum să se analizeze un sistem de reglare", care cuprinde subcapitolele : A. Reprezentarea grafică a procesului ; B. O primă stabilire a componenţei sistemului de reglare ; C.

Determinarea optimă a parametrilor regulatorului; D. Stabilirea răspunsului tranzitoriu; E. Îmbunătăţirea performanţelor sistemului de reglare; F. Ajustarea finală în exploatare.

În capitolul 5 se face o analiză critică a metodei precedente, sub titlul: Ce nu poate da această metodă şi pentru ce?

Ultimul capitol al cărţii expune în detaliu mersul proiectării unui sistem de reglare şi anume pentru reglarea unui debit.

În sfîrşit, cartea cuprinde numeroase anexe tratînd aspecte speciale ale proiectării sistemelor de reglare, cum şi o bibliografie foarte judicios prezentată. Tot în anexe sînt expuse şi diferitele criterii pentru optimizarea reglării.

Cartea va fi deosebit de folositoare pentru inginerii proiectanţi şi pentru personalul ingineresc din exploatare. Indicaţiile practice sînt comentate şi limitele diferitelor rezultate sînt judicios prezentate.

În ceea ce priveşte nivelul expunerii, considerăm că este mai degrabă de nivel ridicat. În realitate, deşi întrebuinţînd metode grafice, cartea presupune o solidă cunoaştere teoretică a domeniului, putîndu-se mai degrabă intitula: Un ghid practic pentru proiectarea şi punerea în funcţiune a sistemelor de reglare. Această lucrare are 300 de pagini.

I. Papadache

V. N. Iacovlev. **Generatoare de impulsuri cu tranzistoare.** Kiev, Gostehizdat, 1963, 360 pag., 120. ref. bibl.

Unul dintre regimurile cele mai eficiente de funcţionare a tranzistoarelor este regimul de funcţionare în impulsuri; din această cauză sistemele de comutaţie cu tranzistoare sînt larg utilizate în practică în cele mai diferite domenii.

În cartea de faţă sînt examinate dispozitive de impulsuri de o mare importanţă practică şi complexe — din punct de vedere teoretic — generatoarele de impulsuri tranzistorizate.

În primul capitol al lucrării sînt date caracteristicile statice şi dinamice ale diodelor şi triodelor semiconductoare şi expresiile analitice ale acestor caracteristici. După ce analizează regimurile de funcţionare a tranzistoarelor în scheme, caracteristica lor de curent şi stabilitatea parametrilor cu temperatura, autorul analizează comportarea diodelor în regim de comutaţie.

Capitolul al doilea este consacrat amplificatoarelor de impulsuri tranzistorizate şi proceselor tranzitorii din ele. Se analizează în procesele tranzitorii în schemele cu triode cu emitorul, baza sau colectorul comun, în regim de comutaţie. În continuare, după ce sînt examinate procesele tranzitorii în amplificatoarele cu două etaje, se analizează amplificatoarele cu tranzistoare cu reacţie neliniară.

Capitolul al treilea este consacrat unor probleme ale teoriei generatoarelor de impulsuri tranzistorizate şi reprezintă o încercare de generalizare a treoriei generatoarelor de oscilaţii discontinue cu întîrziere în reacţie.

După ce în capitolele patru, cinci şi şase, autorul tratează foarte aprofundat astabilii, bistabilii şi generatoarele autoblocate cu tranzitoare, în capitolele şapte şi opt sînt examinate generatoarele tranzistorizate de tensiune şi curent de forma „dinţi de ferăstrău".

În capitolele nouă şi zece sînt descrise problemele generatoarelor tranzistorizate cu reacţie cu întîrziere; sînt examinate generatoare de oscilaţii de formă sinusoidală şi dreptunghiulară, cum şi generatoare de impulsuri de scurtă durată.

Cartea este scrisă clar şi în acelaşi timp riguros ştiinţific, formulele existente putînd servi la calculul unor scheme similare.

Lucrarea poate fi utilă pentru cercetătorii şi proiectanţii care lucrează în domeniul automaticii şi electronicii.

I. Sipoş

* * * **Modelare şi analogie în biologie.** Cambridge, at the University Press, 1960 (traducere din limba rusă). Moscova, 1963, 299 pag.

Modelarea şi analogia constituie metode de bază ale cibernetiicii contemporane, atît în domeniul tehnic, cît mai ales în biologie, unde obiectul investigat, fiind deosebit de complex, adesea se raţionează prin analogie. De asemenea, este cunoscut faptul că în momentul de faţă, specialişti de seamă din întreaga lume încearcă să modeleze activitatea nervoasă.

Volumul de faţă, apărînd în original în seria de simpozioane a Societăţii de biologie experimentală, prezintă o culegere de rapoarte expuse la simpozionul care a avut loc la Universitatea din Bristol, în septembrie 1959, cu tema: „Modele şi analogie în biologie". În plus, faţă de ediţia originală, ediţia rusă cuprinde o prefaţă amplă, semnată de prof. N. A. Bernştein.

Unele dintre referatele prezentate la acest simpozion sînt semnate de autori de mare prestigiu, cum ar fi, de exemplu, Niels Bohr, care se ocupă de aplicaţiile fizicii cuantice în biologie.

Problemele geneticii sînt abordate în două referate, în ambele recurgîndu-se la metode cibernetice, dintre care unele simple.

Sînt prezente, de asemenea, şi problemele de modelare a activităţii nervoase şi psihice. Astfel, Pringle, într-un studiu amplu, se ocupă de modelele musculare, direcţie în care în ultimii ani s-au obţinut progrese importante, datorită microscopiei electronice şi biochimiei.

Problemele modelelor fizice în biologie sînt tratate în referatul lui John Biment.

Unele probleme generale ale modelării, cu privire specială asupra parametrilor mărimilor modelate, formează obiectul unui alt referat, semnat de Westcott.

Dintre celelalte referate amintim cîteva titluri: „Analogiile electrice în biologie". „Calculatoarele electronice şi sistemul nervos", „Modelele în cibernetică", „Modelarea activităţii nervoase", „Modele energetice ale motivaţiei".

După cum este şi firesc, un rol important revine modelării neuronului şi sinapsei. Se arată diferite scheme care aproximează neuronul şi sinapsa şi se prezintă chiar schema unui model electronic al neuronului şi al sinapsei.

De asemenea, se dau schemele logice ale unor reţele neuronale, explicîndu-se funcţionarea lor.

În ansamblu, abordarea lucrării nu prezintă dificultăţi matematice importante, ea adresîndu-se în special biologilor.

Prin bogăţia de idei cuprinse în diferitele referate, ca şi prin bibliografia bogată care însoţeşte unele referate, cititorul poate lua contact cu importanta problemă a modelării, care este una dintre metodele de bază ale ciberneticii contemporane şi care s-a dovedit a fi deosebit de fructuoasă tocmai în biologie. Mai mult chiar, ea îi deschide perspective în ceea ce priveşte stadiul actual de aplicare a metodelor cantitative în biologie.

Trebuie menţionat faptul că metoda modelării a fost utilizată şi la noi în ţară de unii ciberneticieni, în special în legătură cu neurocibernetica.

Cu toate succesele înregistrate în acest domeniu al modelării, se poate afirma totuşi că în ansamblu rămîne încă un cîmp vast de activitate în modelarea fenomenelor biologice.

Lucrarea de faţă poate fi citită cu interes de către toţi aceia care se interesează de problemele ciberneticii sau, în particular, de modelarea fenomenelor biologice.

Edm. Nicolau

M. Şenbrot. **Controlul centralizat al proceselor tehnologice** (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

În primul capitol al lucrării, autorul arată că scopul principal al controlului centralizat constă în: înregistrarea informaţiei obţinute din procesul tehnologic prin aparatele de măsurare, semnalizarea abaterilor de la regimul normal, măsurări la decizia operatorului, cum şi prelucrarea rezultatelor măsurării în unele cazuri simple.

Structura generală a maşinilor de control centralizat, cu ajutorul cărora se realizează programul arătat mai înainte, formează cuprinsul capitolului al doilea, în care sînt expuse schemele-bloc fundamentale, metodele de tratare a abaterilor de la valorile normale ale parametrilor controlaţi, sistemul de înregistrare numerică.

Traductoarele şi convertoarele primare analog numerice, comutatoarele de intrare, schemele de comparare, convertoarele numerice, schemele de memorizare de calcul şi de programare, subansamblurile de ieşire formează partea

cea mai extinsă a lucrării, prezentîndu-se o imagine cuprinzătoare privind realizarea fizică a diferitelor subansambluri ale maşinilor de control centralizat.

În ultimul capitol al volumului se descriu unele realizări atît din industria sovietică, cît şi din aceea a ţărilor din Europa de apus, dîndu-se caracteristicile principale.

Lucrarea se termină printr-o bibliografie care cuprinde lucrările importante din acest domeniu.

Avînd un caracter de informare generală, este destinată în special tehnologilor şi inginerilor care se ocupă de proiectarea instalaţiilor de automatizare.

Afirmaţia că această carte se adresează şi celor care proiectează o astfel de aparatură este dificil de acceptat. Pentru astfel de proiectări cunoştinţele necesare sînt mult mai ample, şi cuprinsul arată în diferite locuri că un asemenea program nu a intrat în expunerea autorului.

Trebuie semnalat, de asemenea, faptul că în acest domeniu progresele din ultimii ani sînt foarte importante. Din această cauză, în unele privinţe cartea, care tratează probelemele din acest domeniu la nivelul anului 1959, este actualmente depăşită.

Traducerea este deosebit de îngrijită, de asemenea şi prezentarea grafică.

Cu rezervele făcute, considerăm că editura a fost bine inspirată editînd această carte, aceasta cu atît mai mult cu cît programul de fabricaţie din ţara noastră, prevăzut pentru etapa următoare, cuprinde şi aparatura pentru controlul centralizat al proceselor de producţie.

I. Papadache

Manual de electronică medicală, partea I. Berlin, Verlag Technik 1962, 345 pag. 339 ref. bibl., 177 fig.

Lucrarea de faţă apare cu o prefaţă a cunoscutului savant german M. von Ardenne, şi se ocupă de aplicaţiile în medicină ale curenţilor de joasă şi înaltă frecvenţă. Din acest volum reiese clar că electronica se întrebuinţează astăzi din ce în ce mai mult în medicină, aplicaţiile electronicii în acest domeniu fiind dintre cele mai variate.

Într-un capitol introductiv se arată modul în care electronica se utilizează actualmente în medicină. În capitolul 2 se face o expunere sistematică a aparatelor electronice utilizate în acest domeniu. Capitolul este elaborat de prof. N. von Ardenne în colaborare cu un biolog. În acest capitol se arată care sînt aparatele electronice şi metodele utilizate în măsurarea diferitelor mărimi, cum ar fi : presiuni, volume, debite, temperaturi, intervale de timp, mărimi optice, măsurări referitoare la organele în mişcare, potenţiale de acţiune, organe de simţ, sistem respirator, sistem circulator etc. În acelaşi capitol se studiază ultrasunetele, metodele de stimulare în curent continuu şi în joasă frecvenţă, diatermia, radiologia (dozimetrie, protecţie, diagnostic, terapie, cibernetică, telemetrie).

Cel de-al treilea capitol al lucrării prezintă, pe scurt, bazele electronicii la nivelul uzual de cunoştinţe al unui medic sau biolog. După ce se prezintă unele date privind electronii, se arată comportarea principalelor elemente de circuit ca : rezistenţe, condensatoare, inductanţe, transformatoare, elemente neliniare, tuburi electronice, tranzistoare. Se arată, de asemenea, care sînt principalele tipuri de circuite utilizate în electronică.

Capitolul 4 se ocupă de stimulare, fie că este vorba de stimularea în curent continuu şi de joasă frecvenţă, fie că este vorba de stimuli în impulsuri. Se descriu o serie de aparate, expunîndu-se principiul de funcţionare şi modul de utilizare.

Se acordă importanţa cuvenită măsurilor de protecţie.

Capitolul 5 se referă la terapia cu unde scurte. După ce se arată principiul de funcţionare a acestei terapii, se dau o serie de circuite electrice echivalente, se descriu unele aparate şi se dau date practice privind utilizarea acestor unde, dozarea energiei şi modul de aplicare în practică a tehnicii respective.

Ultimul capitol al lucrării se ocupă de electrochirurgie. Se prezintă principiile fizice şi fiziologice, şi se descriu aparatele utilizate în acest scop. O atenţie specială se acordă unor tehnici mai noi legate de chirurgia electronică.

Lucrarea este frumos ilustrată, avînd şi o serie de ilustraţii în culori.

O bibliografie bogată se dă la fiecare capitol.

Lucrarea este deosebit de utilă în special inginerilor electronişti care se ocupă de problema aplicaţiilor electronicii în biologie şi medicină.

Edm. Nicolau

DOCUMENTARE

Keillar, J. H., Powell, G. J. C. şi Sprinks, A. H. **Un nou sistem de telemăsură utilizînd impulsuri codificate în durată** (A New Pulse Length Telemetering System). În : A T. E. Journal vol. 20, nr. 1, ian 1964, p. 32—40.

În sistemele de telemăsură cu codificarea în durată a impulsurilor, mărimea scalară de măsurat este convertită de un traductor într-o tensiune care comandă durata impulsurilor generate de codificator. La recepţie, durata impulsurilor este convertită direct într-un curent cu intensitatea proporţională cu aceasta, care acţionează un aparat etalonat în mărimea iniţial măsurată.

Noul sistem propus permite transmiterea simultană pe acelaşi canal, prin sistem multiplex, a informaţiilor de la mai multe traductoare analoge, a semnalelor de alarmă şi de stare, totalizînd 16 canale.

În articol sînt discutate în amănunt codificatorul, transmiţătorul, receptorul şi distribuitorul.

Kundu, P. **Generator de funcţie neliniară tranzistorizat** (Tranzistorized non-linear function generator). În : Industrial electronics, vol. 2, nr. 1, ian 1964, p. 35—41.

Generatoarele de funcţie neliniară au un rol important în calculatoarele analogice, în comprimarea şi extinderea volumului semnalului, în corecţiile de neliniaritate ale sistemelor de transmisiuni şi în proiectarea căilor de reacţie.

În articol este prezentat un generator de funcţie tranzistorizat, realizat prin conectarea în cascadă a trei etaje : logaritmic, liniar şi exponenţial. Se demonstrează că mărimea şi semnul exponentului funcţiei generate la ieşire pot fi variate continuu prin reglarea amplificării şi fazei etajului liniar, astfel încît mărimea de ieşire poate varia direct sau invers proporţional cu puterea sau cu radicalul mărimii de intrare. De asemenea, amplitudinea exponenţialei generate şi semnul ei pot fi modificate prin varierea tensiunii de polarizare a joncţiunii emiter-bază a etajului exponenţial.

Sînt discutate schemele electronice utilizate şi rezultatele obţinute.

Algar, L. E., Marshall, J. E. şi Russell, C. R. **Tiratron cu deuteriu pentru comutarea de puteri mari** (Deuterium-filled Thyratron for high-power switching). În : G.E.C. Journal of Science and Technology, vol. 31, nr. 1, 1964, p. 37—42.

În articol sînt discutate caracteristicile tiratronului de mare putere GHT6, realizat pentru utilizarea în echipamentele de radar de mare distanţă şi în acceleratoarele de particule.

Tiratronul este umplut cu deuteriu, are electrozii răciţi cu apă, carcasa metalică şi un sistem automat de control al presiunii. Cu acest dispozitiv se pot comuta curenţi de 10 000 A la 40 kV cu un impuls de comandă de 10 A la 1 kV.

Avantajele utilizării deuteriului constau în posibilitatea măririi tensiunii inverse, — datorită rigidităţii sale dielectrice sporite —, în micşorarea pierderilor în dispozitiv faţă de tiratroanele cu hidrogen — datorită mobilităţii mai mici a ionilor — şi în reducerea corodării electrozilor faţă de dispozitivele cu vapori de mercur.

Principalele noi caracteristici ale tiratronului constau în siguranţa în funcţionare, în durata lungă de viaţă şi în stabilitatea caracteristicilor.

În articol sînt prezentate caracteristicile constructive şi de utilizare ale dispozitivului, cum şi rezultatele experimentale obţinute.

Murphy, R. M. **Diode de referinţă semiconductoare ultrastabile.** În : Electronic Engineering 36, nr. 431, ian 1964, p. 40—43.

Realizarea unor surse de putere de precizie, a unor comparatoare de tensiune, a unor aparaturi de măsurare cifrică a tensiunilor de mare precizie, portabile, care să lucreze în condiţii de mediu grele şi variabile au necesitat elemente de referinţă cu performanţe superioare celor obişnuite. Recentele progrese realizate în tehnologia dispozitivelor semiconductoare au permis producerea de diode Zener, care pot fi folosite cu referinţe de tensiune ultrastabile. Ele se caracterizează prin coeficienţi de temperatură foarte scăzuţi şi o deviere de tensiune în lucru şi stocare neglijabilă. Realizarea unei compensări termice superioare prin obişnuita înseriere a unor diode, produse prin aliere, polarizate direct şi invers este limitată şi dificilă. Procesul de fabricare prin aliere şi difuzie permite obţinerea uşor controlabilă a unor dispozitive compensate prin formarea simultană a joncţiunilor regulatoare şi corespunzătoare. Se obţin astfel diode cu o foarte bună stabilitate termică. Prin îmbătrînirea artificială şi prin sortare se îmbunătăţesc calităţile acestor diode.

Millan, W. Mc. **Reglarea automată a temperaturii reactoarelor nucleare mari.** (Automatic temperature control of large nuclear reactors). In : G. E. C. Journal of Science and Technology, vol, 31, nr. 1, 1964.

Pentru a asigura stabilitatea reactoarelor mari utilizînd uraniu natural şi răcirea cu gaz, se întrebuinţează un echipament automat de control şi reglare a temperaturii.

În articol se tratează problemele specifice care se pun aparaturii electronice din sistemul de comandă automată a unui reactor.

Se expun întîi cerinţele tehnologice impuse elementelor componente, necesare pentru ca, statistic, numărul de defecte care apar în timpul funcţionării ansamblului de peste 7 000 de dispozitive semiconductoare şi 12 000 de rezistoare să fie suficient de rare. Apoi este prezentată modalitatea de creştere a siguranţei în funcţionarea ansamblului, prin utilizarea unei redondanţe a circuitelor (multiplicarea căilor astfel încît defectarea unui circuit să nu influenţeze comportarea ansamblului) şi a unei redondanţe a elementelor (astfel încît defectarea unui element din interiorul unui circuit să nu ducă la scoaterea sa din funcţiune).

În continuare sînt prezentate circuitele experimentate de autor, în care se utilizează o soluţie de compromis între aceste metode de creştere a siguranţei în funcţionare.

Pham Huu Hiep. **Fenomene particulare ce se produc în perioada de dezionizare a tiratroanelor în regim de comutaţie** (Phénomènes particuliers accompagnant la phase de désionisation des thyratrons en régime de commutation). În : L'Onde Electrique, vol. 43, nr. 441, dec 1963, p. 1275—1287.

Autorul prezintă în acest articol existenţa a două fenomene particulare, care însoţesc regimul de comutaţie a tiratroanelor pentru anumite condiţii bine precizate ale parametrilor circuitului.

Aceste fenomene au dat naştere unor pierderi experimentale şi teoretice, pe care autorul le prezintă în rezultatele esenţiale.

Astfel s-a observat că, în anumite condiţii, tensiunea anod-catod a tiratroanelor cu catod cald poate prezenta un palier de tensiune numită tensiune nominală de arc, cînd se admite, de obicei, că tiratroanele în regim de comutaţie nu au decît două stări bine definite — tensiunea de amorsare a tiratronului la extincţie şi tensiunea de menţinere a arcului în regim permanent.

De asemenea, s-a observat posibilitatea funcţionării tiratronului în regim de bistabil. În general, este admis că tiratronul aprins nu mai este influenţat de grila de comandă. S-a putut totuşi obţine o plajă de funcţionare pentru care aplicarea pe grilă a unei succesiuni de impulsuri pozitive identice provoacă stingerea şi aprinderea succesivă a tiratronului.

Gill, L. şi Meo, A. R. **Comportarea miezului cu ciclu dreptunghiular de histerezis în diferite aplicaţii.** În : Proceedings I.E.E.E., 51, nr. 11, nov 1963, p. 1578—1584.

În această lucrare este analizată comportarea unui miez cu ciclu dreptunghiular de histerezis, cînd este comutat dintr-una în cealaltă dintre cele două stări remanente ale sale. Este studiată, iniţial, comportarea unui miez toroidal neîncărcat pe sarcină şi comandat prin impuls treaptă de curent. Impulsul de tensiune la bornele înfăşurării secundare este privit descompus în două impulsuri succesive denumite „primul" şi „principalul". Sînt analizate caracteristicile celor două impulsuri şi sînt date metode pentru calculul lor. În partea a doua a lucrării se analizează comportarea miezului în condiţiile cele mai generale de magnetizare şi sarcină. Se descriu noi metode de calcul grafice, simple. Experimentările au confirmat cu o bună aproximaţie rezultatele teoretice. Se dau curbele teoretice şi experimentale pentru o comandă impuls treaptă de curent şi sarcini rezistive, inductive şi capacitive. Rezultatele obţinute sînt importante pentru proiectare.

V. Metz, **Posibilitatea efectuării măsurărilor de umiditate cu neutroni în tehnica măsurărilor industriale.** În : Automatisierung *Zmsr* 10, 1963, p. 427—429.

Cererea de aparate de măsură a umidităţii creşte ca urmare a automatizării industriei. Măsurarea umidităţii cu ajutorul frînării neutronilor rapizi este indicată atît pentru materialele higroscopice, cît şi pentru cele nehigroscopice. Este descris principiul de măsurare care constă în stabilirea capacităţii de frînare a materialului. Neutronii rapizi emişi de sursă sînt frînaţi, în special, de atomii de hidrogen astfel încît rezultă o cantitate de neutroni lenţi, care se poate determina, şi care reprezintă o măsură pentru conţinutul de hidrogen şi, implicit, pentru apă, respectiv, umiditate.

Se arată schema principială a aparatului şi schema structurală a unei instalaţii industriale de măsurare a umidităţii.

Timpul necesar pentru efectuarea unei măsurări este de 10—100 s şi este determinat, în principal, de instalaţia de măsură — fluxul de neutroni, sensibilitatea detectorului, constanta de timp a aparatului de măsură. Se indică ridicarea curbei de etalonare care trebuie făcută pentru fiecare instalaţie în parte şi pentru fiecare mediu de studiat.

Protecţia contra radiaţiilor se prevede chiar de la proiectarea aparatului şi ţine seamă de apariţia de radiaţii alături de neutroni. Aparatul poate avea multiple aplicaţii practice, putînd fi folosit şi la analize de materiale, măsurări de densitate etc.

Bleb, T., Bresson A., Papoular, R., şi Wegrowe, T. G. **Noi tehnici de utilizare a undelor milimetrice şi submilimetrice** (Nouvelles techniques d'utilisation des ondes millimétriques et submillimétriques). In : L'onde électrique, vol. 44, nr. 442, ian 1964, p. 26—35.

Studiul gazelor ionizate prin metodele bazate pe microunde necesită, pentru plasma de mare densitate, care are o frecvenţă de tăiere ridicată, utilizarea unor lungimi de undă cuprinse între 8 şi 0,5 mm.

În majoritatea cazurilor însă, dispozitivele interferometrice nu pot lucra chiar pe maşinile cu plasmă, datorită cîmpului magnetic intens, tensiunilor parazite induse şi vibraţiilor care ar perturba funcţionarea aparaturii. Sînt deci necesare transmisii pe distanţe relativ mari, de ordinul metrilor.

Utilizarea ghidurilor de undă convenţională nu este posibilă, datorită atît dimensiunilor reduse ale secţiunilor necesare (de exemplu, 0,868 × 0,434 mm pentru $\lambda = 1$ mm), condiţiilor tehnologice severe impuse (toleranţe de 2—3μ şi o rugozitate a pereţilor sub 0,05 μ), cît şi mai ales datorită unei prea mari atenuări (de ordinul 14 dB/m).

În articol se arată că metodele de transmisie şi piesele independente, bazate pe propagarea modului TE_{01} în ghidurile dreptunghiulare supradimensionate, se pretează destul de bine acestui scop. Sînt prezentate ghidurile puse la punct pentru banda 0,5—5 mm.

Aceste dispozitive, bazate pe o tehnică cvasioptică, se caracterizează printr-o transmisie cu pierderi mici, o mare uşurinţă a montării şi reglării optice, o tehnologie puţin pretenţioasă şi o bandă foarte largă.

Willison, W. E. **Aplicarea calculatoarelor analoge în reglarea proceselor industriale** (Applying analogue computers to industrial process control). In: Industrial Electronics, vol. 2, nr. 2, feb 1964, p. 62—67.

În articol este discutată posibilitatea utilizării calculatoarelor analoge în schemele de comandă, utilizînd sau nu o cale de reacţie, şi relaţiile dintre acestea şi elementele convenţionale utilizate curent în sistemele automate.

În ultimul timp se acordă o atenţie mereu sporită introducerii calculatoarelor în sistemele de reglare automată a proceselor industriale.

De asemenea, este prezentată posibilitatea corelării calculatoarelor analoge cu mici calculatoare digitale introduse în ierarhia de comandă automată, în schemele hibride.

Se indică domeniul posibil de aplicaţii şi sînt date exemple caracteristice.

Price, T. E. **Camera fotografică multiplicatoare pentru microelectronică** (Multiple Pin-Hole camera for microelectronics). In: Industrial Electronics, vol. 2, nr. 2 febr 1964, p. 85—88.

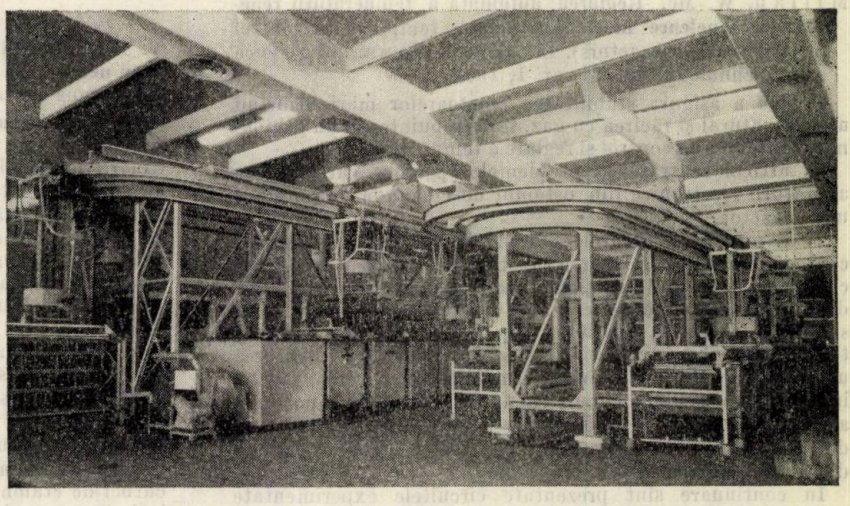
La fabricarea dispozitivelor electronice miniaturizate este necesară o tehnică fotografică de multiplicare, microfotografia utilizată trebuind să conţină mai multe imagini identice.

În articol este prezentată funcţionarea unei camere ce realizează multiplicarea şi micşorarea automată a imaginilor prin utilizarea unei reţele cu orificii, practic, punctuale.

Se discută problema alegerii optime a dimensiunilor reţelei pentru satisfacerea simultană a condiţiilor antagoniste: definiţia bună a imaginii şi iluminarea suficientă necesitînd evitarea datorită atît aberaţiei, cît şi atenuării introduse de difracţie.

Sînt prezentate rezultatele experimentale obţinute.

AUTOMATIZARE
ÎN TEHNICA
GALVANIZĂRII



Blasberg

BLASBERG livrează: Instalaţii automate de mare productivitate, pentru toate procedeele de îmbunătăţire a suprafeţelor

Săruri de mare eficacitate şi preparate pentru orice operaţie de tratare pe cale galvanică şi chimică a suprafeţelor metalelor

PRODUSE SPECIALE DEOSEBITE

Instalaţii de automatizare cu comandă program
Băi de înaltă productivitate pentru nichelarea lucioasă pentru densităţi de curent pînă la 16 A/dm²
Băi pentru cromare dură
Băi de cromare cu reglaj automat
Protectori de crom pentru evitarea degajărilor toxice din băi
Băi pentru acoperiri cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, băi pentru zincare lucioasă, acidă şi alcalină; băi pentru cadmiere lucioasă.
Preparat pentru eloxare lucioasă
Toate pastele pentru şlefuire şi lustruire

Friedr. Blasberg GmbH. Solingen

Telefon: 1565' Bundesrepublik Deutschland FS: 085 14835

SOMMAIRE

CD 621−501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Le modelage au moyen des réseaux électriques de l'écoulement des liquides incompressibles par les milieux poreux hétérogènes, dans les conditions où la gravitation agit.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 97−104

On expose la théorie des réseaux électriques pour le modelage de l'écoulement des liquides incompressibles par les milieux poreux hétérogènes dans les conditions où la gravitation ne peut être négligée. On démontre la possibilité d'user de deux systèmes d'analogies directes entre les grandeurs hydrauliques et électriques. L'auteur présente enfin la méthode et les résultats du modelage électrique d'un problème d'écoulement à surface libre.

CD 621−551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

Méthode pour déterminer pratiquement les meilleurs paramètres d'un régulateur type PID.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 105−107

On décrit une méthode pour l'approximation de la réponse d'un système apériodique à une réponse apériodique de deuxième ordre avec un temps mort. Par les mesurages faits sur la réponse enregistrée et en faisant usage de tableaux, on peut déduire les valeurs du temps mort T_m et les valeurs des deux constantes de temps T_1 et T_2. On montre que cette méthode, associée avec un critérium basé sur la possibilité de contrôler exactement un système de réglage, permet une détermination pratique des meilleures caractéristiques d'un régulateur PID.

CD 621.373.442

RADU, A. :

Génératrice d'impulsions de 3,5 MW.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 107−113

L'article contient un exposé bref des critériums de calcul, la description des sous-ensembles de la génératrice et les résultats obtenus.

CD 537.311.33 :547

DHEORGHIŢĂ-OANCEA, C. :

Quelques aspects du problème des semi-conducteurs organiques.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 114−120

L'auteur présente les propriétés électriques des semiconducteurs organiques et les recherches effectuées dans ce domaine.

CD 621−525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. et GĂBURICI, V. :

Eléments pneumatiques de calcul numérique, basés sur l'action mutuelle des courants d'air.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 121−125

Une étude analytique et expérimentale sur quelques éléments pneumatiques de calcul numérique, basés sur l'action mutuelle des jets d'air.

CD 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

Une nouvelle tendance dans la construction des calculateurs analogiques.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 126−131

L'auteur examine les particularités des calculateurs analogiques de haute fréquence, ainsi que les propriétés de la cellule de calcul. On analyse la manière dont sont réalisée dans le calculateur certaines opérations élémentaires et on donne plusieurs schémas-bloc.

CD 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Magnétomètre de grande sensibilité, à lecture directe, pour déterminer les petites aimantations rémanentes.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 131−137

ACTUALITÉS 137−140
COMPTES RENDUS 140−142
DOCUMENTATION 142−144

CONTENTS

DC 621−501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Modelling by means of electrical networks the flow of incompressible liquids through non − homogeneous porous media under the action of gravitational force.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 97−104

One explains the theory of electrical networks for the modelling of incompressible liquid flow through porous media where the gravitation force could not be neglected. The possibility of using two systems of direct analogies between the hydraulic and electrical quantities is pointed out. The methods and experimental results of electrical modelling are presented with special reference to a free-surface flow problem.

DC 621−551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

A method for the practical determination of the optimum parameters of a PID regulator.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 105−107

A method of approximating the answer of an aperiodical system with an aperiodical answer of the second order with an idle time is described. By measurements carried out on answer recording and by using tables it is possible to deduce the value of the idle time T_m and the value of the two time constants T_1 and T_2. This method associated with a criterium based on the optimum controllability of a regulating system allows an easy determination of the optimum characteristics of a PID regulator.

DC 621.373.442

RADU, A. :

A 3,5 MW impulse generator.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 107−113

The article contains a brief presentation of the calculation criteria, the description of the sub-generalities of the generator and experimental results obtained.

DC 537.311.33.547

GHEORGHIŢĂ-OANCEA, C. :

Some aspects concerning the organic semiconductors.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 114−120

A description of the electrical properties of organic semiconductors and of researches carried out in thisfield.

DC 621−525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. and GĂBURICI, V. :

Pneumatic calculation elements based on the interaction of air currents.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 121−125

One presents the analytical and experimental study for some pneumatic elements of numerical calculus based on the interaction of air jets.

DC 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

A new trend in the construction of analogue computers.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 126−131

The author describes the peculiarities of high-frequency analogue computers as well as the properties of the calculation cell. The way in which some elementary operations are realized in the computer is examined giving also some block diagrams.

DC 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Highly sensitive magnetometer with direct reading for the determination of small remanent magnetizations.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 131−137

The description is given of an electronical installation intended to remanent magnetization measurements for geophysical purposes.

NEWS 137−140
REVIEWS 140−142
DOCUMENTATION 142−144

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–551.453.004.15
ПЕТРЕСКУ, А.:
Моделирование с помощью электрических сетей течения несжимаемых жидкостей через неоднородные пористые среды в условиях воздействия силы тяжести.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3. стр, 97–104

Излагается теория электрических сетей для моделирования течения несжимаемых жикостей через неоднородные пористые среды в условиях обязательного учета силы тяжести. Показана возможность использования двух систем непосредственной аналогии между гидравлическими и электрическими величинами. Рассматриваются методика и экспериментальные результаты электрического моделирования задачи связанной с течением со свободной поверхностью.

ДК 621.373.442
ПАПАДАКЕ, И.:
Практический метод определения оптимальных параметров регулятора типа PID.
Automatica şi Electronica i (1964), № 3, стр. 105–107

Освещается метод приближения ответа апериодической системы к апериодическому ответу второго порядка с простоем. В результате проведенных измерений при регистрации ответов и используя таблицы, можно вывести значения простоя T_m и значения обеих констант времени T_1 и T_2. Вместе с тем указывается, что этот метод, совместно с критерием основанным на оптимальной контролируемости регулировочной системы допускает несложное определение оптимальных характеристик регулятора типа PID.

ДК 537.311.33 :547
РАДУ, А.:
Импульсный генератор на 3,5 Мвт.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 107–113

В статье дается краткое описание критериев расчета, рассматриваются узлы генератора и приводятся полученные экспериментальные результаты.

ДК 621–525 :518.5
ГЕОРГИЦА-ОАНЧА, К.:
Ряд аспектов в области органических полупроводников.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 114–120

Освещаются электрические свойства органических полупроводников и проводится обзор исследований, осуществляемых в этой области.

ДК 007.5 : 518.5
ФЛОРЯ, С. ДУМИТРАКЕ, И. и ГАБУРИЧ, В.:
Пневматические элементы численного расчета, основанные на взаимодействии воздушных потоков.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 121–125

Проводится аналитическое и экспериментальное исследование ряда пневматических элементов численного расчета, основанных на взаимодействии воздушных потоков.

ДК 621.317.42.084
БЭЖЕНЕСКУ, П.:
Новая тенденция в области конструкции аналоговых счетновычислительных машин.
Automatica şi Electronica 8 (1964) № 3, стр. 126–131

ДК 621.317.42.084
ГЕЛЬФАН, П.:
Высокочувствительный магнитометр с непосредственным отсчетом для определения малой остаточной магнитизации.
Automatica şi Electronica 8 (1964) № 3, стр. 131–137

НОВОСТИ 137–140
РЕЦЕНЗИИ 140–142
ДОКУМЕНТАЦИЯ 142–144

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–501.72 :621.372.52 :522.526.7
PETRESCU, A.:
Die Strömungsmodellierung nichtverdichtbarer Flüssigkeiten durch heterogene poröse Medien unter Einwirkung der Schwerkraft mit Hilfe elektrischer Netze.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H.3,S. 97–104

Der Verfasser entwickelt eine Theorie der elektrischen Netze für die Strömungsmodellierung nichtverdichtbarer Flüssigkeiten durch heterogene poröse Medien unter Bedingungen, da die Schwerkraft in Betracht gezogen werden muss. Es wird auf die Möglichkeit hingewiesen, zwei Systeme von direkten Analogien zwischen den hydraulischen und elektrischen Grössen zu verwenden, und das Verfahren, sowie die Versuchsergebnisse der elektrischen Modellierung einer Strömung mit freier Oberfläche dargelegt.

DK 621–551.453.004.15
PAPADACHE, I.:
Verfahren zur praktischen Bestimmung der optimalen Parameter eines PID-Reglers.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 105–107

Es wird ein approximatives Verfahren des Ausgangswertes eines aperiodischen Systems mit einem aperiodischen Ausgangswert zweiter Grösse und einer Totzeit dargelegt. Durch Messungen bei der Registrierung des Ausgangswertes und mit Hilfe von Tabellen können die Werte der Totzeit und die Werte der beiden Zeitkonstanten abgeleitet werden. Ferner wird darauf hingewiesen, dass dieses Verfahren zugleich mit einem, auf der optimalen Kontrollierbarkeit eines Reglersystems beruhenden Kriterium, eine einfache Bestimmung der optimalen Kenndaten eines PID-Reglers ermöglicht.

DK 621.373.442
RADU, A.:
Impulsgenerator für 3,5 MW.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 107–113

Der Aufsatz enthält eine kurze Darlegung der Berechnungskriterien, die Beschreibung der Bauteile des Generators und die erzielten Versuchsergebnisse.

DK 537.311.33 :547
GHEORGHIŢĂ-OANCEA, C.:
Einige Aspekte im Bereich der organischen Halbleiter.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 114–120

Es werden die elektrischen Eigenschaften der organischen Halbleiter und die in diesem Bereich vorgenommenen Forschungen dargelegt.

DK 621–525 :518,5
FLOREA, S., DUMITRACHE, I. und GĂBURICI, V.:
Pneumatische Elemente der nummerischen Berechnung auf Grund der Wechselwirkung von Luftströmungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 121–125

Es wird ein analytisches und experimentelles Studium für einige pneumatische Elemente der nummerischen Berechnung dargelegt, die auf der Wechselwirkung der Luftstrahlen beruhen.

DK 007.5 :518.5
BĂJENESCU, T.:
Eine neue Ausrichtung beim Bau der Analogrechner.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 126–131

Der Verfasser behandelt die Kennzeichen der Hochfrequenz -Analogrechner und die Eigenschaften der Rechenzelle. Es wird die Art und Weise untersucht, wie im Rechner einige elementare Operationen vorsichgehen und einige Blockschaltungen angeführt werden.

DK 621.317.42.084
GHELFAN, P.:
Magnetometer von hoher Empfindlichkeit und direkter Ablesung für die Bestimmung der geringen remanenten Magnetisierungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 131–137

NEUHEITEN 137–140
BUCHBESPRECHUNGEN 140–142
DOKUMENTATION 142–144

SOMMAIRE

CD 621−501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Le modelage au moyen des réseaux électriques de l'écoulement des liquides incompressibles par les milieux poreux hétérogènes, dans les conditions où la gravitation agit.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 97−104

On expose la théorie des réseaux électriques pour le modelage de l'écoulement des liquides incompressibles par les milieux poreux hétérogènes dans les conditions où la gravitation ne peut être négligée. On démontre la possibilité d'user de deux systèmes d'analogies directes entre les grandeurs hydrauliques et électriques. L'auteur présente enfin la méthode et les résultats du modelage électrique d'un problème d'écoulement à surface libre.

CD 621−551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

Méthode pour déterminer pratiquement les meilleurs paramètres d'un régulateur type PID.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 105−107

On décrit une méthode pour l'approximation de la réponse d'un système apériodique à une réponse apériodique de deuxième ordre avec un temps mort. Par les mesurages faits sur la réponse enregistrée et en faisant usage de tableaux, on peut déduire les valeurs du temps mort T_m et les valeurs des deux constantes de temps T_1 et T_2. On montre que cette méthode, associée avec un critérium basé sur la possibilité de contrôler exactement un système de réglage, permet une détermination pratique des meilleures caractéristiques d'un régulateur PID.

CD 621.373.442

RADU, A. :

Génératrice d'impulsions de 3,5 MW.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 107−113

L'article contient un exposé bref des critériums de calcul, la description des sous-ensembles de la génératrice et les résultats obtenus.

CD 537.311.33 :547

DHEORGHIŢĂ-OANCEA, C. :

Quelques aspects du problème des semi-conducteurs organiques.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 114−120

L'auteur présente les propriétés électriques des semiconducteurs organiques et les recherches effectuées dans ce domaine.

CD 621−525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. et GĂBURICI, V. :

Eléments pneumatiques de calcul numérique, basés sur l'action mutuelle des courants d'air.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 121−125

Une étude analytique et expérimentale sur quelques éléments pneumatiques de calcul numérique, basés sur l'action mutuelle des jets d'air.

CD 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

Une nouvelle tendance dans la construction des calculateurs analogiques.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 126−131

L'auteur examine les particularités des calculateurs analogiques de haute fréquence, ainsi que les propriétés de la cellule de calcul. On analyse la manière dont sont réalisése dans le calculateur certaines opérations élémentaires et on donne plusieurs schémas-bloc.

CD 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Magnétomètre de grande sensibilité, à lecture directe, pour déterminer les petites aimantations rémanentes.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 3, p. 131−137

ACTUALITÉS 137−140
COMPTES RENDUS 140−142
DOCUMENTATION 142−144

CONTENTS

DC 621−501.72 :621.372.52 :532.526.7

PETRESCU, A. :

Modelling by means of electrical networks the flow of incompressible liquids through non − homogeneous porous media under the action of gravitational force.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 97−104

One explains the theory of electrical networks for the modelling of incompressible liquid flow through porous media where the gravitation force could not be neglected. The possibility of using two systems of direct analogies between the hydraulic and electrical quantities is pointed out. The methods and experimental results of electrical modelling are presented with special reference to a free-surface flow problem.

DC 621−551.453.004.15

PAPADACHE, I. :

A method for the practical determination of the optimum parameters of a PID regulator.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 105−107

A method of approximating the answer of an aperiodical system with an aperiodical answer of the second order with an idle time is described. By measurements carried out on answer recording and by using tables it is possible to deduce the value of the idle time T_m and the value of the two time constants T_1 and T_2. This method associated with a criterium based on the optimum controllability of a regulating system allows an easy determination of the optimum characteristics of a PID regulator.

DC 621.373.442

RADU, A. :

A 3,5 MW impulse generator.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 107−113

The article contains a brief presentation of the calculation criteria, the description of the sub-generalities of the generator and experimental results obtained.

DC 537.311.33.547

GHEORGHIŢĂ-OANCEA, C. :

Some aspects concerning the organic semiconductors.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 114−120

A description of the electrical properties of organic semiconductors and of researches carried out in thisfield.

DC 621−525 :518.5

FLOREA, S., DUMITRACHE, I. and GĂBURICI, V. :

Pneumatic calculation elements based on the interaction of air currents.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 121−125

One presents the analytical and experimental study for some pneumatic elements of numerical calculus based on the interaction of air jets.

DC 007.5 :518.5

BĂJENESCU, T. :

A new trend in the construction of analogue computers.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 126−131

The author describes the peculiarities of high-frequency analogue computers as well as the properties of the calculation cell. The way in which some elementary operations are realized in the computer is examined giving also some block diagrams.

DC 621.317.42.084

GHELFAN, P. :

Highly sensitive magnetometer with direct reading for the determination of small remanent magnetizations.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 3, p. 131−137

The description is given of an electronical installation intended to remanent magnetization measurements for geophysical purposes.

NEWS 137−140
REVIEWS 140−142
DOCUMENTATION 142−144

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–551.453.004.15
ПЕТРЕСКУ, А.:
Моделирование с помощью электрических сетей течения несжимаемых жидкостей через неоднородные пористые среды в условиях воздействия силы тяжести.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3. стр. 97–104

Излагается теория электрических сетей для моделирования течения несжимаемых жикостей через неоднородные пористые среды в условиях обязательного учета силы тяжести. Показана возможность использования двух систем непосредственной аналогии между гидравлическими и электрическими величинами. Рассматриваются методика и экспериментальные результаты электрического моделирования задачи связанной с течением со свободной поверхностью.

ДК 621.373.442
ПАПАДАКЕ, И.:
Практический метод определения оптимальных параметров регулятора типа PID.
Automatica şi Electronica i (1964), № 3, стр. 105–107

Освещается метод приближения ответа апериодической системы к апериодическому ответу второго порядка с простоем. В результате проведенных измерений при регистрации ответов и используя таблицы, можно вывести значения простоя T_m и значения обеих констант времени T_1 и T_2. Вместе с тем указывается, что этот метод, совместно с критерием основанным на оптимальной контролируемости регулировочной системы допускает несложное определение оптимальных характеристик регулятора типа PID.

ДК 537.311.33 :547
РАДУ, А.:
Импульсный генератор на 3,5 Мвт.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 107–113

В статье дается краткое описание критериев расчета, рассматриваются узлы генератора и приводятся полученные экспериментальные результаты.

ДК 621–525 :518.5
ГЕОРГИЦА-ОАНЧА, К.:
Ряд аспектов в области органических полупроводников.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 114–120

Освещаются электрические свойства органических полупроводников и проводится обзор исследований, осуществляемых в этой области.

ДК 007.5 : 518.5
ФЛОРЯ, С. ДУМИТРАКЕ, И. и ГАБУРИЧ, В.:
Пневматические элементы численного расчета, основанные на взаимодействии воздушных потоков.
Automatica şi Electronica 8 (1964), № 3, стр. 121–125

Проводится аналитическое и экспериментальное исследование ряда пневматических элементов численного расчета, основанных на взаимодействии воздушных потоков.

ДК 621.317.42.084
БЭЖЕНЕСКУ, П.:
Новая тенденция в области конструкции аналоговых счетновычислительных машин.
Automatica şi Electronica 8 (1964) № 3, стр. 126–131

ДК 621.317.42.084
ГЕЛЬФАН, П.:
Высокочувствительный магнитометр с непосредственным отсчетом для определения малой остаточной магнитизации.
Automatica şi Electronica 8 (1964) № 3, стр. 131–137

НОВОСТИ 137–140
РЕЦЕНЗИИ 140–142
ДОКУМЕНТАЦИЯ 142–144

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–501.72 :621.372.52 :522.526.7
PETRESCU, A. :
Die Strömungsmodellierung nichtverdichtbarer Flüssigkeiten durch heterogene poröse Medien unter Einwirkung der Schwerkraft mit Hilfe elektrischer Netze.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H.3,S. 97–104

Der Verfasser entwickelt eine Theorie der elektrischen Netze für die Strömungsmodellierung nichtverdichtbarer Flüssigkeiten durch heterogene poröse Medien unter Bedingungen, da die Schwerkraft in Betracht gezogen werden muss. Es wird auf die Möglichkeit hingewiesen, zwei Systeme von direkten Analogien zwischen den hydraulischen und elektrischen Grössen zu verwenden, und das Verfahren, sowie die Versuchsergebnisse der elektrischen Modellierung einer Strömung mit freier Oberfläche dargelegt.

DK 621–551.453.004.15
PAPADACHE, I. :
Verfahren zur praktischen Bestimmung der optimalen Parameter eines PID-Reglers.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 105–107

Es wird ein approximatives Verfahren des Ausgangswertes eines aperiodischen Systems mit einem aperiodischen Ausgangswert zweiter Grösse und einer Totzeit dargelegt. Durch Messungen bei der Registrierung des Ausgangswertes und mit Hilfe von Tabellen können die Werte der Totzeit und die Werte der beiden Zeitkonstanten abgeleitet werden. Ferner wird darauf hingewiesen, dass dieses Verfahren zugleich mit einem, auf der optimalen Kontrollicrbarkeit eines Reglersystems beruhenden Kriterium, eine einfache Bestimmung der optimalen Kenndaten eines PID-Reglers ermöglicht.

DK 621.373.442
RADU, A. :
Impulsgenerator für 3,5 MW.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 107–113

Der Aufsatz enthält eine kurze Darlegung der Berechnungskriterien, die Beschreibung der Bauteile des Generators und die erzielten Versuchsergebnisse.

DK 537.311.33 :547
GHEORGHIȚĂ-OANCEA, C. :
Einige Aspekte im Bereich der organischen Halbleiter.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 114–120

Es werden die elektrischen Eigenschaften der organischen Halbleiter und die in diesem Bereich vorgenommenen Forschungen dargelegt.

DK 621–525 :518,5
FLOREA, S., DUMITRACHE, I. und GĂBURICI, V. :
Pneumatische Elemente der nummerischen Berechnung auf Grund der Wechselwirkung von Luftströmungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 121–125

Es wird ein analytisches und experimentelles Studium für einige pneumatische Elemente der nummerischen Berechnung dargelegt, die auf der Wechselwirkung der Luftstrahlen beruhen.

DK 007.5 :518.5
BĂJENESCU, T. :
Eine neue Ausrichtung beim Bau der Analogrechner.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 126–131

Der Verfasser behandelt die Kennzeichen der Hochfrequenz -Analogrechner und die Eigenschaften der Rechenzelle. Es wird die Art und Weise untersucht, wie im Rechner einige elementare Operationen vorsichgehen und einige Blockschaltungen angeführt werden.

DK 621.317.42.084
GHELFAN, P. :
Magnetometer von hoher Empfindlichkeit und direkter Ablesung für die Bestimmung der geringen remanenten Magnetisierungen.
Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 3, S. 131–137

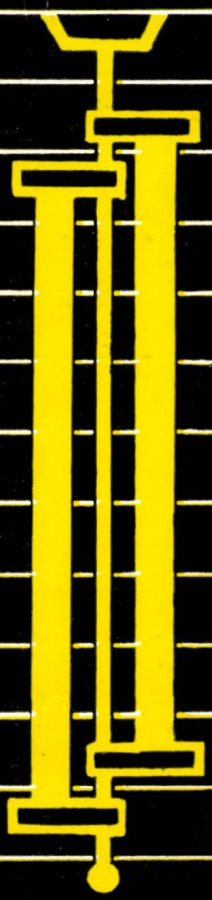
NEUHEITEN 137–140
BUCHBESPRECHUNGEN 140–142
DOKUMENTATION 142–144

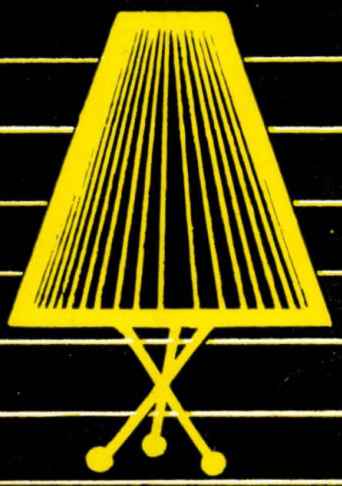
ASOCIAȚIA NAȚIONALĂ A BIBLIOTECARILOR

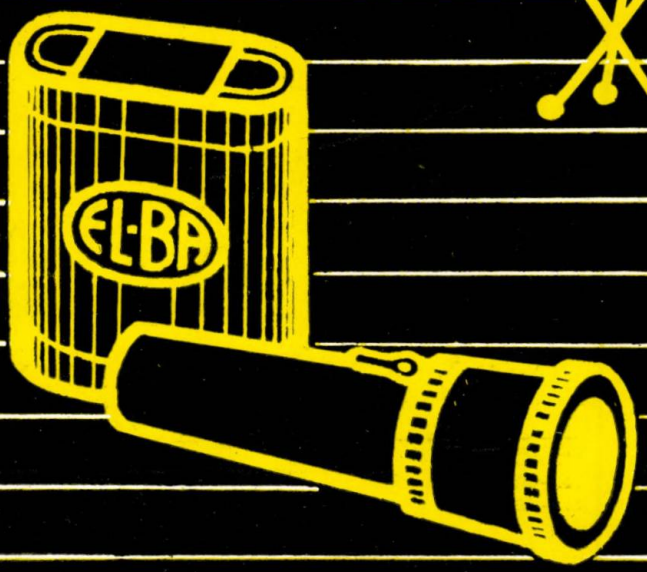
EL-BA

ELECTRO-BANAT

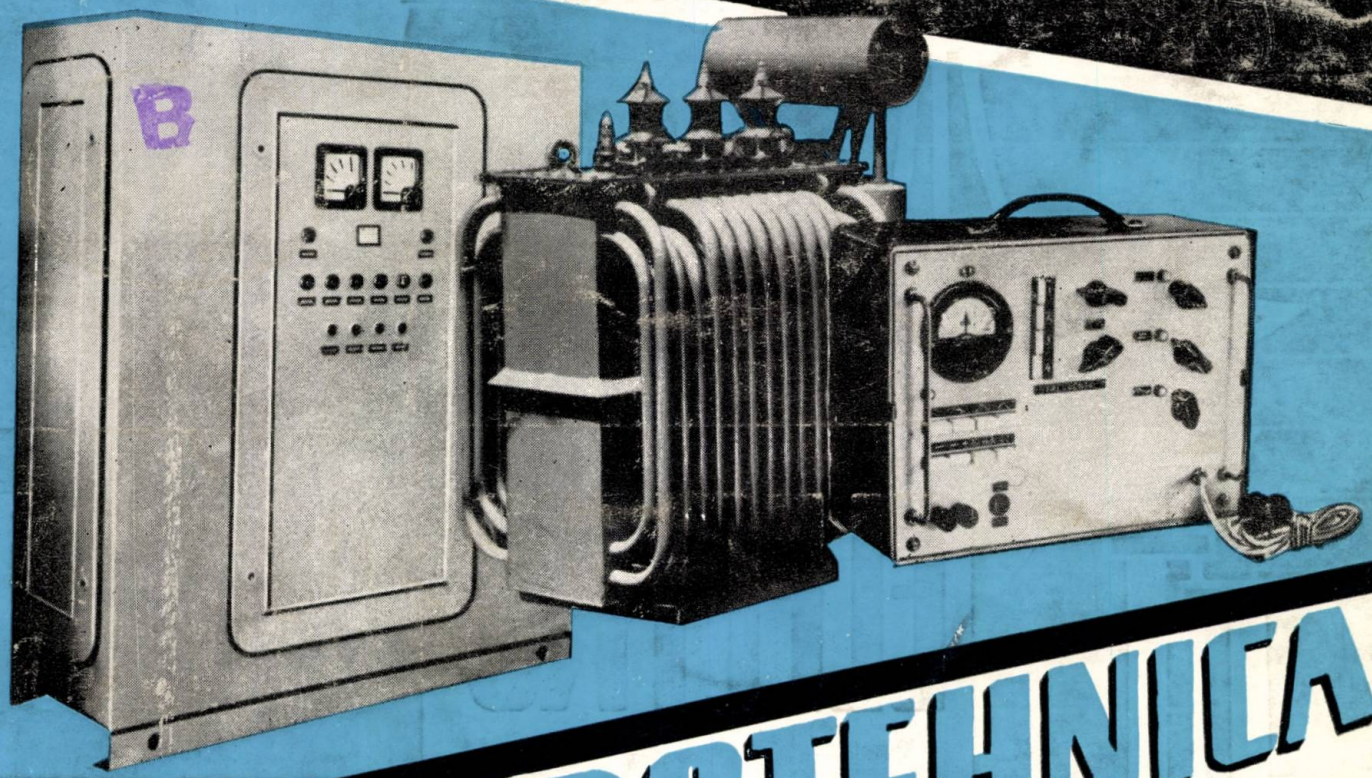
fabrică:







- Candelabre
- Accesorii pentru candelabre
- Lămpi pentru noptiere
- Dulii
- Lanterne
- Aparataj de joasă tensiune
- Baterii
- Pile electrice
- Corpuri de iluminat pentru vehicule
- Aparataj pentru vehicule



ELECTROTEHNICA

Aparat Pantostat

$U = 110 - 220$ V ; $P = 50$ W ; $f = 2 - 180$ Hz.

Tablou de comandă pentru concasoare giratorice tip TCCG — exterior

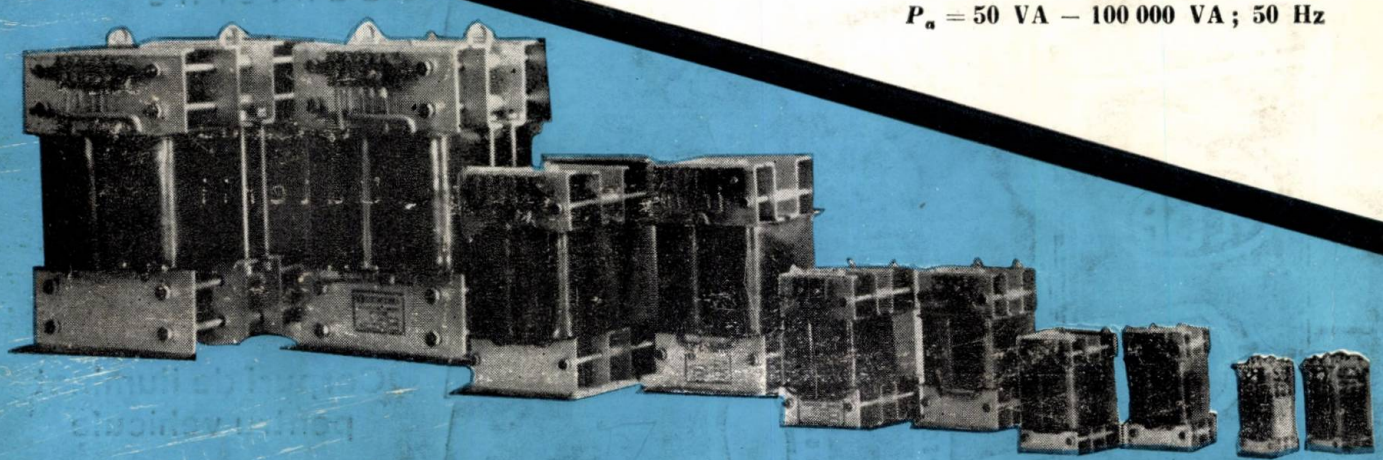
$U = 500/380/220$ V ; $P = 62$ kW.

Transformator trifazat de putere destinat exportului

200 kVA ; 10 000/400/231 V
$Y_{so} - 0$; $U_k = 4\%$; reglaj $\pm 5\%$, în ulei
$P_o = 1\,075$ W ; $P_k = 4\,800$ W ;

Seria unitară de amplificatoare magnetice

$P_a = 50$ VA — 100 000 VA ; 50 Hz

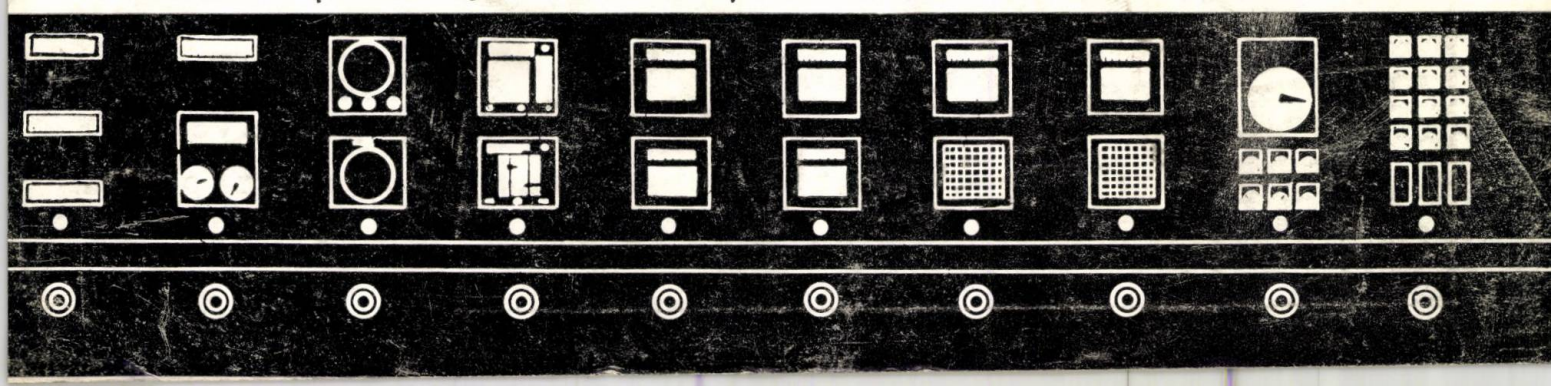


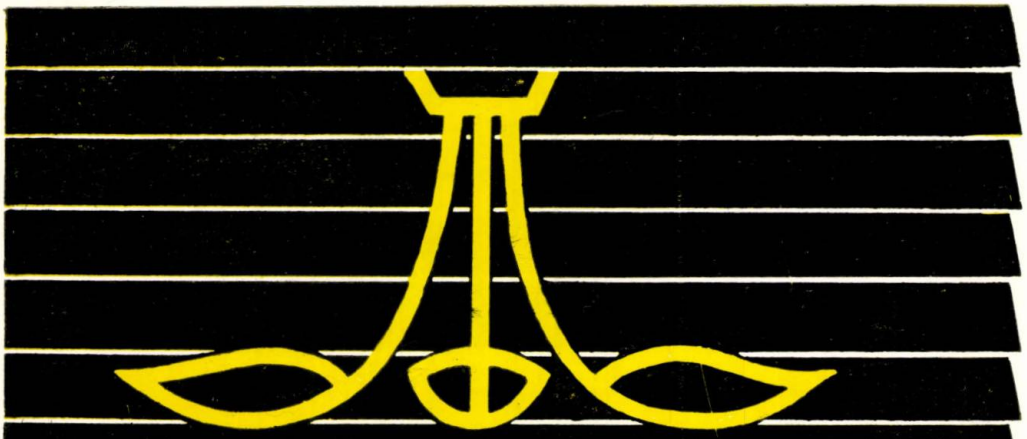
E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 4 • IULIE — AUGUST • 1964

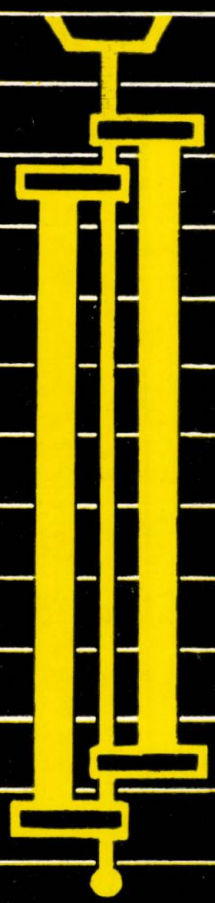


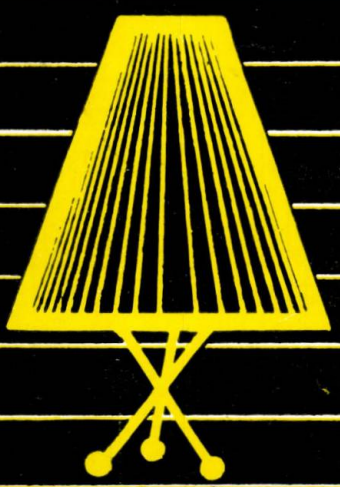


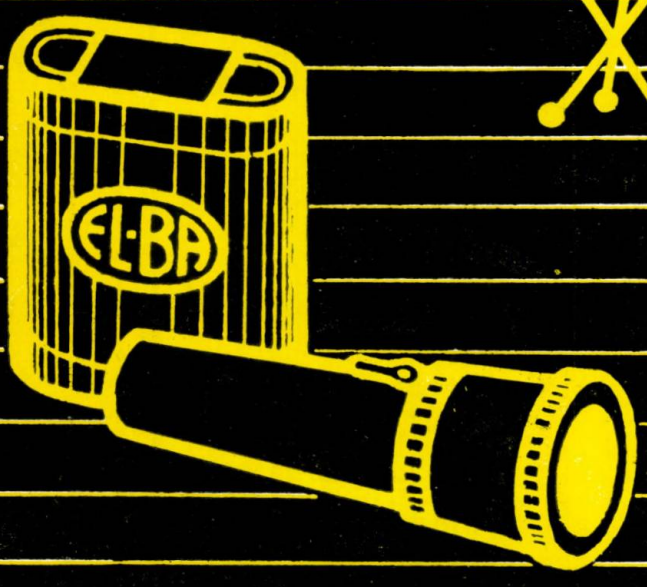
EL-BA

ELECTRO-BANAT

fabrică:







- Candelabre
- Accesorii pentru candelabre
- Lămpi pentru noptiere
- Dulii
- Lanterne
- Aparataj de joasă tensiune
- Baterii
- Pile electrice
- Corpuri de iluminat pentru vehicule
- Aparataj pentru vehicule

CUPRINS

CZ 061.75:621—5(498)

Editorial

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 145—146

CZ 608:621!5(498)

PAPADACHE, I.:

Cercetarea în domeniul automaticii în R.P.R.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 146—149

CZ 62!—52.002(498)

TUNSOIU, GH., HERȘCOVICI, H., WEINRICH, G. și TOADER, S.:

Realizări în domeniul elementelor de automatizare.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 149—152

CZ 621—5:622.32+661(498)

SZEKELY, I.:

Introducerea automatizării în industria petrolieră și chimică

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 152—155

CZ 621—5/53+621.398:621.311.1(498)

NISTOR, M., BADEA, I. A., MARCU, S., MIREA, N., NENIȚĂ, E și SIMIAN, E.:

Dezvoltarea automaticii și telemecanicii în industria energetică în R.P.R.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 155—165

CZ 62!.398+621—53:625.1

SÎRBU, M., DUMA, M. și CLEJA, V.:

Telemecanica industrială, automatica și telemecanica feroviară.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 166—167

CZ 621.32:537.33+621.314.63(498)

STERE, R.:

Fabricarea dispozitivelor semiconductoare în R.P.R. și perspectivele dezvoltării în acest domeniu.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 167—171

CZ 539.153:537.122(498),,1944/1964"

DUMITRESCU, R.:

Dezvoltarea electronicii nucleare în anii puterii populare.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 171—181

CZ 621.9—52(498)

PREDOI, A., MEHEDINȚI, D. și SACHELARIE, TR.:

Realizări în domeniul automatizărilor de mașini-unelte.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 181—182

ACTUALITĂȚI 183

RECENZII 183—189

REFERATE 189

CRONICĂ 189—192

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespon ent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor
Ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la Administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.

Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 3012

40545

MAGYAR MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1863

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.

Vol. VIII (pag. 145—192) nr. 4, iulie—august București, 1964

EDITORIAL

În anii regimului democrat-popular, datorită politicii înțelepte a partidului, s-a dezvoltat în țara noastră o puternică industrie. Asigurîndu-se permanent o dezvoltare echilibrată a economiei naționale în toate direcțiile ei, s-au înregistrat succese deosebit de importante în cele mai variate ramuri industriale. Astfel ne putem mîndri cu excepționale realizări în domeniul chimiei, cum sînt combinatele: Borzești, Onești, Roznov, Săvinești și altele. De unde înainte țara noastră era tributara unor țări străine în ce privește unele produse chimice, deși dispunea de bogate resurse proprii de materii prime, astăzi produsele tinerei noastre industrii chimice sînt unanim apreciate în străinătate și se exportă în țări care au o veche tradiție în acest domeniu, ca de exemplu Franța, Anglia și altele.

Industria constructoare de mașini a cunoscut de asemenea o dezvoltare deosebită; astăzi producem autocamioane, locomotive Diesel electrice, mașini electrice și multe alte utilaje la nivelul cel mai înalt, multe dintre acestea fiind exportate.

Trebuie menționată, de asemenea, industria energetică, care în anii regimului democrat-popular, prin planurile de electrificare stabilite de partid și guvern a transformat țara noastră, socotită una dintre cele mai înapoiate țări în domeniul energetic, într-o țară cu o solidă bază energetică în plină dezvoltare. De unde în timpul regimurilor trecute existau centrale electrice mici cu indici de folosire deosebit de scăzuți, astăzi țara noastră se poate mîndri cu centrale moderne de mare capacitate, ca centrala Luduș, centrala Ploiești și altele. Se va începe în curînd realizarea hidrocentralei de la Porțile de Fier, una dintre cele mai mari construcții de acest fel din Europa.

S-au menționat numai cîteva dintre realizările regimului nostru democrat-popular obținute în domeniul industriei. Același lucru se constată însă și în alte domenii ale economiei.

Pentru a se asigura o dezvoltare într-un ritm rapid și la nivelul tehnicii mondiale este nevoie ca realizările respective să cuprindă cele mai noi și mai perfecționate metode tehnologice. Din acest punct de vedere, în atenția conducerii de partid și de stat a stat permanent introducerea tehnicii avansate în procesele de producție. Astfel, chiar de la primele planuri ale dezvoltării economiei naționale s-a acordat un loc de frunte introducerii automaticii și electronicii în procesele de producție. Introducerea automaticii s-a făcut începînd cu industria energetică, a cărei dezvoltare trebuia să preceadă în mod natural dezvoltarea celorlalte ramuri ale industriei și continuînd cu celelalte ramuri ca: industria chimică, industria constructoare de mașini, industria siderurgică și altele.

Încă de la începutul planului de electrificare s-au introdus în cele mai variate instalații energetice dispozitive automate și electronice, cum ar fi anclanșarea automată a rezervei, reanclanșarea automată rapidă, reglarea automată a tensiunii, pornirea automată a hidroagregatelor și altele. Treptat, instalații de automatizare dintre cele mai avansate s-au introdus în toate ramurile economiei naționale. Astfel, de pildă, la Combinatul chimic Borzești gradul de automatizare introdus este atît de avansat încît hale întregi unde se realizează cele mai fine procese electronice sînt lipsite de prezența operatorilor umani (de exemplu secția de preparat acetilenă). La acest combinat, legătura operativă dintre camera de control automat și personalul de exploatare se face prin sistemele electronice de radiotransmisiune.

La Combinatul de cauciuc sintetic Onești, controlul producției folosind dispozitive electronice este deosebit de avansat. Astfel, de pildă, calitatea deosebită a cauciucului sintetic romînesc se verifică minuțios prin dispozitive care detectează cele mai fine particule de metal în masa produsului.

În industria petrolului s-au introdus la noile rafinării dispozitive de comandă prin calculatoare elec-

tronice. La unele rafinării, gradul de automatizare este atît de ridicat încît s-a eliminat aproximativ 80% din personalul necesar.

În industria constructoare de maşini fabricăm astăzi autocamioane cu ajutorul liniilor automate de transfer, cunoscute ca cele mai perfecţionate mijloace în această ramură industrială.

Numărul instalaţiilor de automatică şi electronică introduse în producţie este deosebit de mare ca să se poată reda în cîteva cuvinte. Se poate spune că nu există ramură industrială în care să nu se fi acordat o atenţie specială acestor procedee moderne.

Atenţia statului nostru democrat-popular s-a îndreptat şi spre crearea unor unităţi industriale care să studieze, să proiecteze şi să realizeze instalaţii industriale necesare. Astfel a fost creat un întreg grup de uzine şi institute de proiectări care, pe baza studiilor noastre şi a licenţelor străine, au asimilat o serie întreagă de dispozitive la cel mai înalt nivel al tehnicii mondiale.

O dată cu bilanţul rodnic în domeniul automaticii şi electronicii în cei 20 de ani de regim democrat-popular, ne gîndim la viitorul luminos ce se deschide acestor domenii atît de importante.

Pentru a răspunde cu cinste la atenţia de care aceste ramuri s-au bucurat şi se bucură din partea conducătorilor de partid şi de stat, inginerii şi tehnicienii noştri îşi intensifică şi mai mult eforturile pentru a pune la dispoziţia tinerei noastre industrii cele mai perfecţionate dispozitive automate şi electronice.

Ing. I. PAPADACHE

Cercetarea în domeniul automaticii în R.P.R.

Cercetarea în ţara noastră în domeniul automaticii s-a dezvoltat în următoarele direcţii principale:

— teoria algebrică a mecanismelor automate;

— teoria sistemelor automate liniare;

— stabilitatea sistemelor de reglare neliniare;

— elaborarea de sisteme telemecanice.

Prima dintre aceste preocupări, şi anume teoria algebrică a mecanismelor automate, a făcut obiectul a numeroase cercetări originale, începînd încă din anul 1950, adică aproape simultan cu apariţia şi dezvoltarea acestei teorii pe plan mondial. Obiectul teoriei îl constituie descrierea matematică — analiza şi sinteza — funcţionării unui ansamblu care cuprinde trei feluri de elemente cu poziţii discrete, şi anume: elemente de comandă, elemente intermediare şi elemente de execuţie. Ceea ce caracterizează în comun aceste elemente este faptul că în funcţionare ele pot avea numai un număr finit de stări staţionare, de unde provine de altfel şi denumirea recentă a acestor teorii, şi anume „Teoria automatelor finite". Ideea fundamentală care permite întrebuinţarea algebrei pentru studiul circuitelor constituite cu asemenea elemente este următoarea: contactelor acestor elemente li se asociază o variabilă care poate lua două valori, dintre care una corespunde poziţiei „deschis" a contactului şi a doua, poziţiei „închis". Unui releu sau unui element avînd o înfăşurare, i se asociază de asemenea o variabilă care ia două valori: una, cînd înfăşurarea este parcursă de curent şi deci releul este excitat, şi a doua, cînd releul este neexcitat. Aplicarea în continuare a logicii matematice la studiul circuitelor de acest fel constă în a compara cele două valori ale acestor variabile cu cele două valori logice ale unei propoziţii: adevărată sau falsă.

Contribuţia cercetătorilor noştri în acest domeniu, prin lucrări care s-au desfăşurat sub conducerea acad. Gr. C. Moisil sau elaborate de d-sa [1], a constat în special din: teoria circuitelor secvenţiale, sinteza circuitelor cînd se cunoaşte programul de funcţionare, realizarea unui program cu minimum de elemente, funcţionarea unui ansamblu avînd elemente cu mai mult de două poziţii, teoria circuitelor în punte, algebra circuitelor cu tranzistoare. În ultimul timp aceste cercetări au abordat şi problema regimului tranzitoriu în funcţionarea acestor elemente cu stări discrete, adică a fenomenelor care au loc în perioada trecerii elementelor de la o stare staţionară la alta.

Importanţa care a fost atribuită acestor lucrări romîneşti, pe plan mondial, rezultă din numeroasele referiri bibliografice în care sînt citate, în literatura de specialitate, şi din invitaţiile frecvente făcute cercetătorilor noştri pentru a-şi expune lucrările la congresele din străinătate, consacrate acestui domeniu. Menţionăm, de asemenea, că Federaţia Internaţională de Automatică (IFAC) a hotărît, la Congresul al II-lea IFAC din toamna anului 1963, să fie organizat

în R.P.R. un simpozion internaţional asupra unor aspecte noi ale acestei teorii.

În afară de importanţa teoretică a acestor lucrări, ele au avut şi rezultate practice deosebite, stînd la baza a numeroase cercetări cu caracter aplicativ, precum: telemecanică [2], comandă program, elemente cu comutaţie statică [3] formînd ansamblul UNILOG, despre care se dau detalii în alte articole din această revistă.

Paralel cu dezvoltarea automatizărilor în industrie, numeroase aspecte ale teoriei sistemelor automate liniare au făcut obiectul cercetărilor originale din ţara noastră. În primul rînd trebuie indicate cercetările prof. C. Penescu, membru corespundent al Academiei R.P.R., care — publicate iniţial în reviste de specialitate din ţară şi străinătate — au fost apoi incluse în lucrarea pe care a consacrat-o automaticii şi telemecanicii sistemelor energetice [4] şi care a fost de altfel prima lucrare de automatică originală publicată în limba română. În afară de importanţa şi noutatea unor rezultate ale autorului în domeniul analizei sistemelor de reglare liniare, reglării automate a tensiunii şi puterii reactive, a frecvenţei şi puterii active expuse în această lucrare, trebuie să remarcăm şi influenţa deosebită pe care a avut-o această monografie în dezvoltarea generală a preocupărilor pentru automatică în ţara noastră şi, după cum se va arăta în continuare, şi în domeniul telemecanicii. Aceste cercetări au fost publicate în principal în revista Automatica şi Electronica, cum şi în volumele Probleme de automatizare, apărute în Editura Academiei R.P.R, sub îngrijirea Comisiei de automatizare a Academiei R.P.R. Diversitatea lucrărilor din acest domeniu face imposibilă menţionarea lor în întregime şi din această cauză vor fi indicate în cele ce urmează numai unele dintre ele, publicate în ultimii 2—3 ani.

Dezvoltarea marilor sisteme energetice a făcut necesară studierea unor metode noi de automatizare complexă [5], cum şi stabilirea unor criterii de optimizare pentru conducerea lor. O asemenea metodă nouă a fost propusă determinîndu-se legile de variaţie a tensiunii în nodurile generatoare pentru asigurarea unui optim de putere reactivă [6]. Studiul acţionărilor electrice automatizate a făcut obiectul a numeroase cercetări [7], [8], concepîndu-se unele scheme tip, originale. În domeniul automatizărilor industriale se menţionează următoarele: studiul dinamicii obiectelor industriale cu parametri distribuiţi care au o aplicaţie importantă în dimensionarea şi reglarea coloanelor din industria chimică şi petrochimică [9]; criterii noi pentru aproximarea răspunsului proceselor industriale şi determinarea optimă a caracteristicilor regulatoarelor PID [10], [11]; contribuţii la caracterizarea comportării dinamice a sistemelor automate [12].

Unele dintre aceste cercetări au dus la importante realizări de aparatură de automatizare, asimilată în fabricaţie de către uzinele din sectorul electrotehnic al M.I.C.M. Această categorie cuprinde, de exemplu: sistemul de reglare unificat UNIDIN [13], destinat automatizării acţionărilor electrice, sistemul de reglare unificat CRA-160, pentru automatizarea proceselor industriale avînd constante de timp mai mari [14], automatizarea modernă a electrofiltrelor [15], automatizări în domeniul comenzii program a maşinilor-unelte [16].

Una dintre direcţiile moderne de cercetare este aceea a funcţionării sistemelor de reglare sub influenţa semnalelor reprezentate de funcţii aleatorii. Rolul funcţiei de transfer al unui sistem cînd semnalele sînt funcţii aleatorii generalizate a făcut obiectul preocupărilor de la noi din ultimul timp [17]. Indicăm de asemenea rezultatele obţinute pentru determinarea regimurilor tranzitorii cu metode noi de integrare a ecuaţiilor dinamice [18].

Automatizările specifice sistemelor energetice au făcut de asemenea obiectul a numeroase cercetări, dintre care menţionăm pe acelea referitoare la reglarea automată a puterii unui hidrocentru şi încărcarea optimală după program a unei centrale [19].

În ultimii ani, teoria neliniară a sistemelor de reglare constituie una dintre preocupările importante pe plan mondial. Aceasta a derivat din necesitatea de a se ţine seamă de caracteristicile reale ale elementelor de automatizare care sînt liniare numai într-o primă aproximaţie; de asemenea, din faptul că în stabilirea modelului matematic al proceselor industriale care se automatizează, trebuie să se ţină seamă de neliniaritatea lor. În aceste condiţii, descrierea funcţionării elementelor şi proceselor prin ecuaţii diferenţiale liniare nu mai este satisfăcătoare. Asistăm, ca urmare a acestei situaţii, la o dezvoltare intensă a cercetărilor în domeniul teoriei sistemelor neliniare. În cadrul acestei teorii problema condiţiilor de stabilitate este esenţială. În ţara noastră, cercetările de acest fel au fost abordate cu succes de către V. M. Popov, membru corespondent al Academiei R.P.R. [20]. Rezultatele obţinute se referă la o categorie generală de probleme de stabilitate care pot fi exprimate pe scurt astfel: se consideră un sistem automat format dintr-un bloc liniar L şi un bloc neliniar N; se presupune că blocul L este descris de o ecuaţie diferenţială liniară cu coeficienţi constanţi, iar blocul N, printr-o ecuaţie algebrică de forma $e = f(i)$; o primă problemă de stabilitate pentru sistemele de acest tip este următoarea: caracteristica neliniară fiind dată se caută condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească blocul L pentru ca starea staţionară a sistemului studiat să fie asimptotic stabilă, adică sistemul să tindă spre o stare staţionară indiferent de starea iniţială a sistemului.

Condiţiile de stabilitate obţinute de V. M. Popov au un caracter de generalitate mai mare decît cele cunoscute pînă în prezent, avînd în acelaşi timp o exprimare matematică simplă. În ultimul timp aceste condiţii au fost întrebuinţate de cercetători din alte ţări pentru a fi aplicate în cazuri speciale, cum ar fi acelea ale sistemelor de reglare cu impulsuri.

Cercetările de telemecanică au cunoscut o intensă dezvoltare în ţara noastră, ele efectuîndu-se în cadrul Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor pentru telemecanica feroviară, în cadrul Ministerului Minelor şi Energiei Electrice, pentru nevoile specifice ale sistemului energetic şi în cadrul Ministerului Industriei Constructoare de Maşini, pentru nevoile industriale generale. Aceste cercetări au avut în ansamblul lor, mai ales, un caracter aplicativ, dirijîndu-se spre elaborarea de aparatură de telemecanică pentru necesităţi industriale specifice şi rezolvîndu-se la nivelul tehnicii mondiale, asimilarea în fabricaţie a acestei aparaturi prin: introducerea sistemului UNILOG de comutaţie statică [3], întrebuinţarea de circuite imprimate, construcţie modulară.

Cercetările teoretice abordate s-au referit mai ales la problemele ridicate de elaborarea acestei aparaturi. Aparatura de telemecanică cu selecţie în frecvenţă [21] este asimilată în fabricaţie de către uzinele „Electromagnetica" şi instalată în cîmpuri de extracţie petrolieră în număr mare. Sisteme telemecanice cu selecţie în cod de impulsuri [22] au fost instalate în cîmpul de extracţie de gaze de la Bazna, la dispecerul C.F.R. Braşov şi este în curs de elaborare o aparatură modernă de acest tip pentru conductele magistrale de petrol şi gaze.

În domeniul energetic s-au realizat de asemenea ansambluri de aparatură de telemecanică pentru comanda instalaţiilor energetice bazate pe considerentele din lucrarea prof C. Penescu [4]. Cercetările s-au referit la stabilirea de criterii pentru extinderea telemecanizării staţiilor în R.P.R. [23] şi la elaborarea de elemente de telemecanică pentru centrale hidrotehnice [24].

Chiar din această prezentare sumară a cercetărilor în automatică în R.P.R. rezultă că s-au abordat toate direcţiile importante din acest domeniu şi că s-au obţint rezultate care au fost aplicate în automatizările industriale sau care au determinat asimilarea de elemente de automatizare în fabricile de specialitate. Trebuie, de asemenea, să considerăm ca un element pozitiv faptul că aceste lucrări au fost în numeroase cazuri apreciate şi utilizate de cercetătorii străini, ceea ce a contribuit la creşterea prestigiului nostru ştiinţific şi tehnic pe plan mondial. În acelaşi sens trebuie considerată şi alegerea a numeroşi specialişti din ţara noastră în comitetele Federaţiei Internaţionale de Automatică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, C. Gr. *Rapport sur le développement dans la R.P.R. de la théorie algébrique des mécanismes automatiques.* Bucureşti, Editura ştiinţifică, 1960.

[2] Cleja V. şi Constantinescu, P. *Asupra sintezei unei scheme de telecomandă.* În: Probleme de automatizare, V, 1963. Editura Academiei R.P.R.

[3] Argintaru, I. şi Lungu, C. *Sistem unitar de blocuri de comutaţie statică UNILOG.* Simpozion IPA, 1962.

[4] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.* Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1959.

[5] Penescu, C. *Consideraţii privind automatizarea complexă a sistemelor energetice.* În: Probleme de automatizare, IV, 1963. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R.

[6] Penescu, C. şi Ionescu, V. *Optimizarea complexă a funcţionării marilor sisteme energetice interconectate.* Sesiunea ştiinţifică a cadrelor didactice, Institutul politehnic Bucureşti, 1964.

[7] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. D. şi Brana, C. *Acţionare reversibilă cu reglarea optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* În: Probleme de automatizare, vol III. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1961.

[8] Weinrich, G., Landau, I. D., Anastasiu, S., Constantinescu, M. şi Chivăran, St. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare.* În: Probleme de automatizare, vol. V. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[9] Szekely, I. *Determinarea analitică a comportării dinamice a obiectelor industriale cu parametri distribuiţi.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1961.

[10] Papadache, I. *Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator de tip PID.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1964.

[11] Călin, S. *Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI.* În: Automatica şi Electronica 7, nr. 6, 1963.

[12] Avramescu, A. *Contribuţii la caracterizarea comportării dinamice a sistemelor automate şi de măsură.* În: Probleme de automatizare, vol. V. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[13] Weinrich, G., Mihăilescu, I., Negoiţă, C. şi Landau, I. D. *Realizarea constructivă a blocurilor tranzistorizate din sistemul de reglare unificat pentru acţionări electrice UNIDIN.* În: Probleme de automatizare, vol. IV. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[14] Herşcovici, H., Căluşiţă, M., Roisman, W., Nica, L. şi Mărcuţ, I. *Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* În: Automatica şi Electronica, nr. 1 şi 2, 1962.

[15] Finţescu, D. şi Zăroni, R. *Echipament de automatizare pentru electrofiltre.* În: Probleme de automatizare, vol V. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[16] Mehedinţi, D., Stavrică, M., Teodoru, St. şi Flexer, G. *Sistem de urmărire pentru comanda program a mişcărilor sculei la maşinile-unelte.* În: Probleme de automatizare, vol. IV. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[17] Cristescu, R. *Utilizarea funcţiilor generalizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatorii.* În: Automatica şi Electronica, nr. 6, 1962.

[18] Belea, C. *Determinarea regimurilor tranzitorii în sistemele automate cu ajutorul unei noi metode de integrare a ecuaţiilor dinamice.* În:

Probleme de automatizare, vol V. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963.
[19] Mihăileanu, C., Leonida, D., Iancu, A., Ionescu, V., Varady, Gh. şi Mîndru, R. *Instalaţie pentru reglajul automat al puterii unui hidrocentru.* Comunicare prezentată la sesiunea a II-a I.R.M.E., Bucureşti, 1964.
[20] Popov, V. M. *Criterii de stabilitate pentru unele tipuri de sisteme automate neliniare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1961.
[21] Duma, M., Andrei, A., Steiner, M., Negreanu, D., Vîlcov, L., Kovacs, I. şi Dumitrescu, M. *Sistem telemecanic TP-3 pentru sonde petroliere.* În: Buletin ICET, 3, 1961.
[22] Tudoroiu, V. În: Automatica şi Electronica, nr. 2, 1962.
[23] Radian, V., Apostoliu, L. şi Săndulescu, D. *Perspectivele telemecanizării staţiilor din R.P.R., comunicare prezentată la sesiunea a II-a I.R.M.E.*, Bucureşti, 1964.
[24] Vaisman, L., Colin, L., Sasu, I. şi Stoica, M. *Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice tip telestat.* Comunicare prezentată la sesiunea a II-a I.R.M.E., Bucureşti, 1964.

Ing. GH. TUNSOIU, ing. H. HERŞCOVICI, ing. G. WEINRICH şi ing. ST. TOADER

Realizări în domeniul elementelor de automatizare

Progresul în construirea obiectivelor industriale automatizate este strîns legat de elaborarea elementelor necesare realizării fizice a instalaţiilor. Calitatea şi durata punerii în funcţiune depind direct de performanţele şi condiţiile de livrare a aparaturii de automatizare. În multe cazuri, înseşi soluţiile de proiectare stabilite de colectivele de concepţie a instalaţiilor sînt influenţate de posibilităţile tehnice ale aparaturii accesibile.

Ritmul intens de industrializare a ţării a determinat o activitate din ce în ce mai susţinută de asimilare de elemente de automatizare. În această acţiune, o contribuţie substanţială a fost adusă de colectivele de cercetare şi proiectare, care au elaborat, sub formă de modele experimentale şi prototipuri, o serie de aparate şi instalaţii şi şi-au însuşit cunoştinţele şi experienţa necesară aprecierii critice a produselor importate.

Dintre lucrările mai importante elaborate în acest domeniu pot fi amintite:

— sistemul unificat de reglare automată a proceselor tehnologice CRA-160;

— sistemul unificat de reglare automată a acţionărilor electrice UNIDIN;

— sistemul unificat de comutaţie statică UNILOG.

Toate aceste lucrări sînt astăzi asimilate în fabricaţie la Uzina „Electromagnetica" din Bucureşti în formă completă sau parţială (CRA-160).

Sistemul unificat de reglare automată a proceselor tehnologice CRA-160 este un sistem de reglare modern, tranzistorizat (cu excepţia blocului regulator PID) şi prevăzut cu blocurile necesare reglărilor de temperatură şi presiune cu elemente de execuţie electrice sau pneumatice [1], [2]. Sistemul a fost experimentat în condiţii industriale variate. Astfel au fost realizate circuite pentru:

— reglarea temperaturii vîntului cald la furnalul nr. 3 de la Combinatul siderurgic Hunedoara;

— reglarea temperaturii unui cuptor de tratamente termice de la Uzinele „23 August" din Bucureşti;

— reglarea temperaturii ţiţeiului în instalaţia de distilare atmosferică de la Rafinăria Ploieşti-Nord;

— reglarea presiunii aburului în instalaţia de rectificare a benzinei de la Rafinăria Ploieşti-Nord.

În cursul acestor experimentări s-a constatat că aparatura permite obţinerea unor preci-

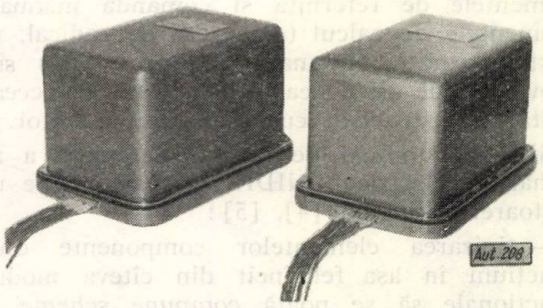


Fig. 1. Blocuri adaptoare din sistemul unificat de reglare CRA-160.

zii de reglare de ordinul a 0,5% şi un regim tranzitoriu scurt, obişnuit o perioadă pentru perturbaţii de 10—20% din valoarea parametrului reglat.

În continuarea activităţii în domeniul aparaturii de reglare automată a proceselor tehnologice se lucrează în prezent la punerea la punct a documentaţiei de fabricaţie a sistemului unificat electronopneumatic, care va intra în fabricaţie de serie în anii următori (după 1967). Acest sistem, elaborat pe bază de licenţă, este complet tranzistorizat, realizat cu subansambluri tipizate şi circuite imprimate. Semnalul unificat al sistemului este curentul continuu 2—10 mA. Acest sistem este compus dintr-un bloc regulator PID, din blocuri traductoare şi adaptoare de intrare, dintr-un bloc convertor curent-presiune, din blocuri auxiliare pentru înregistrare, semnalizare şi calcul.

Realizarea blocului regulator PID se bazează în principiu pe folosirea în reţeaua operaţională a unor condensatoare cu tantal de mare capacitate (600—1 200 μF), ceea ce duce la necesitatea unor rezistenţe relativ mici şi deci elimină problema realizării unui amplificator operaţional cu rezistenţă mare de intrare. Amplificatorul operaţional este realizat pe principiul amplificatoarelor de curent continuu cu modularea semnalului de intrare, modulare efectuată cu un modulator magnetic [3]. Etajele următoare sînt realizate cu tranzistoare. Blocul regulator asigură la ieşire curentul de 2—10 mA pe o rezistenţă de sarcină variabilă între 0 şi 3 000 Ω.

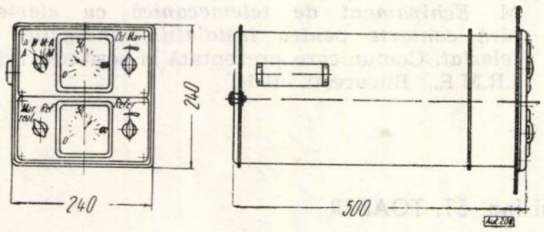


Fig. 2. Blocul regulator PID al sistemului unificat de reglare CRA-160.

Blocul înregistrator este de tip miniaturizat şi prevăzut în aceeaşi unitate constructivă cu elementele de referinţă şi comandă manuală. Elementele de calcul (extragere de radical, raport, integrator, adunare, înmulţire etc.) sînt prevăzute, de asemenea, a fi montate în aceeaşi unitate constructivă cu blocul înregistrator.

Sistemul unificat de reglare automată a acţionărilor electrice UNIDIN se bazează pe următoarele principii [4], [5]:

— tipizarea elementelor componente după funcţiuni în aşa fel încît din cîteva module funcţionale să se poată compune scheme de structură şi complexitate diferită;

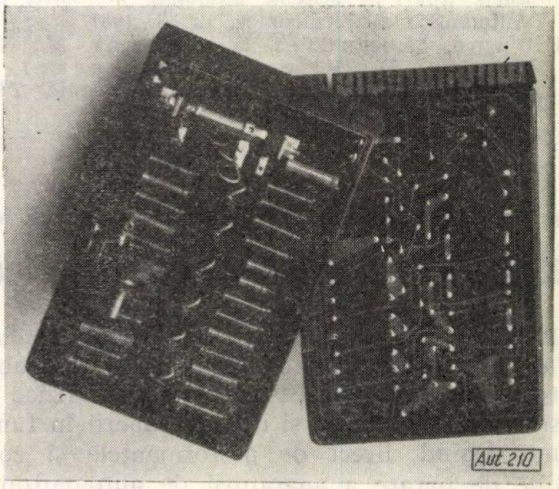
— tipizarea elementelor constructive principale pe baza unei concepţii constructive unitare (principiul modular);

— reglarea prin regulatoare tranzistorizate tip cu comportare proporţional-integral-diferenţială;

— posibilitatea reglării în cascadă a diferitelor mărimi fizice, fapt care permite realizarea reglării multiple şi simultane a mai multor mărimi, fracţionarea funcţiei de transfer în scopul simplificării operaţiilor de stabilizare şi optimizare, asigurarea unor suprareglaje reduse, simplificarea radicală a calculelor de proiectare şi a operaţiilor de ajustare la punerea în funcţiune a instalaţiilor automatizate.

Sistemul UNIDIN este tranzistorizat în întregime şi a fost dimensionat pentru o temperatură a mediului ambiant de maximum 50°C şi pentru variaţii ale tensiunii de alimentare de maximum + 10%—15%.

În cadrul experimentărilor făcute cu această aparatură s-a constatat că aparatura funcţionează normal în condiţii grele (temperatură ridicată), că a asigurat performanţe bune în ce priveşte timpul de răspuns şi suprareglajele, că schemele electrice ale modulelor sînt corecte. Unele îmbunătăţiri ale detaliilor constructive care au rezultat în cursul experimentărilor s-au făcut în cursul anului 1963.



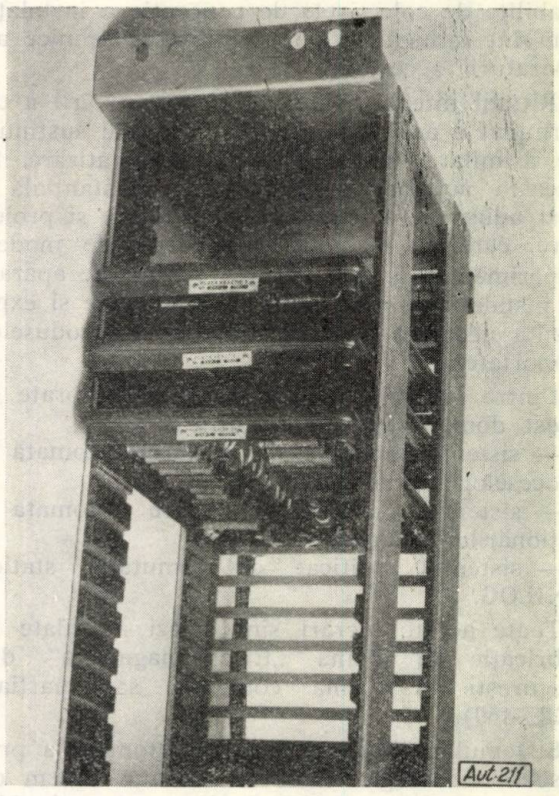


Fig. 3. Plăci-module UNIDIN (a) şi modul de asamblare în sertare (b).

În continuarea lucrărilor în domeniul acţionărilor electrice, în ultimul timp s-au elaborat proiectele tehnice şi modelele experimentale pentru blocurile complexului de comandă pe

grilă destinat utilizării în schemele de reglare automată cu tiristoare sau mutatoare cu vapori de mercur, utilizarea tiristoarelor reprezentînd tendinţa modernă în acţionările electrice automatizate.

Pentru blocurile din complexul de comandă pe grilă, care completează elementele de exe-

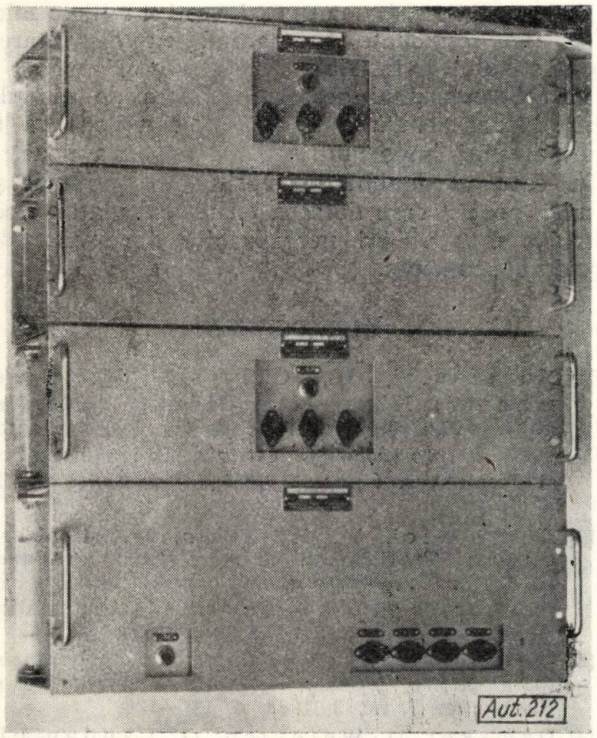


Fig. 4. Ansamblu UNIDIN.

cuţie din sistemul UNIDIN, prototipurile industriale se vor realiza în cursul acestui an, urmînd ca seria zero să se realizeze în anul 1965.

În ce priveşte orientarea de perspectivă s-au început cercetările şi experimentările în problema foarte nouă a reglării vitezei motoarelor de curent alternativ prin variaţia simultană a tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul unor convertizoare statice.

Orientarea în această direcţie este dictată de faptul că motoarele de curent alternativ prezintă avantaje deosebite în comparaţie cu motoarele de curent continuu în ceea ce priveşte gabaritul, execuţia, siguranţa de funcţionare, întreţinerea, caracteristicile dinamice, preţul de cost etc.

Sistemul de elemente de comutaţie statică UNILOG a fost elaborat în scopul creării unor elemente care să facă posibilă întocmirea schemelor de comutaţie ale căror performanţe nu pot fi satisfăcute de releele clasice electromagnetice. Aceste performanţe sînt legate de viteza de lucru, siguranţa în funcţionare, durata de viaţă, insensibilitatea la vibraţii, securitatea în medii explozive etc.

Existenţa elementelor şi circuitelor de comutaţie statică într-un sistem unificat, îndeplinind funcţiuni tip în care este asigurată adaptarea tuturor elementelor între ele, simplifică considerabil munca de proiectare şi fabricare a instalaţiilor automate. În acest caz, proiectarea de instalaţii nu mai ridică probleme de electronică, ci doar de logică a prelucrării, iar fabricaţia reprezintă o asamblare de elemente tipizate.

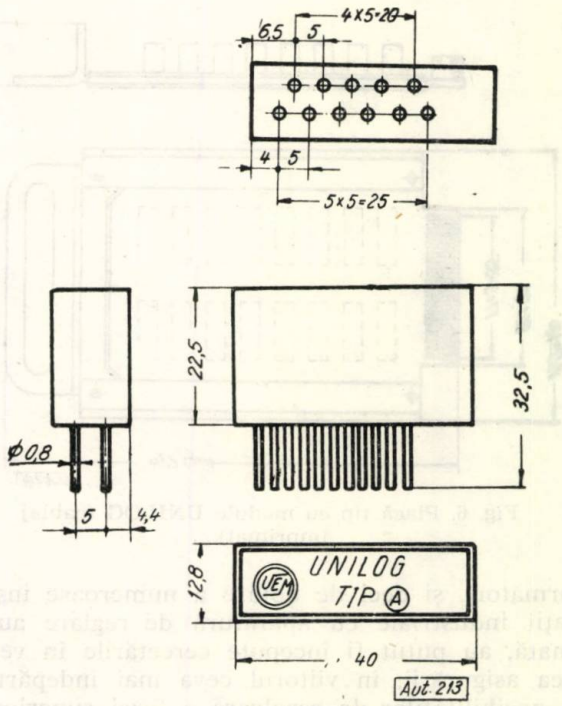


Fig. 5. Modul UNILOG.

Sistemul de comutaţie statică UNILOG se compune din :

— elemente şi circuite logice, circuite de intrare, circuite de ieşire (de putere), blocuri de alimentare, elemente de asamblare.

Constructiv, aceste elemente se prezintă sub formă de module (fig. 5); circuite montate pe placă tip cu cablaj imprimat (fig. 6) şi blocuri sertar.

Sistemul UNILOG cuprinde ca element fundamental elementul NICI, realizat ca modul; prin combinarea de module NICI se pot obţine toate funcţiile logice necesare schemelor de prelucrare. În alcătuirea unor circuite (temporizare, întîrziere, urmărire etc.), pe lîngă elementul NICI se foloseşte şi elementul TIMP realizat tot sub formă de modul.

De asemenea, sînt prevăzute o serie de module amplificatoare şi redresoare.

Sistemul de comutaţie statică UNILOG a fost experimentat în diferite modele industriale. În prezent sînt în funcţiune două instalaţii : un optimizator pentru o coloană de rafinare montat la Rafinăria Ploieşti-Nord şi un dispozitiv de comandă după program a unei tăbăcării (montat la tăbăcăria „N. Bălcescu" din Bucu-

reşti). Rezultatele obţinute sînt satisfăcătoare. În cursul anului 1964 se vor mai executa diferite instalaţii cu elemente UNILOG de serie, instalaţii prevăzute în proiecte elaborate de IPA şi de alte institute de proiectare.

Pe baza rezolvării, practic, complete a aparaturii pentru automatizări „convenţionale" şi a unor module unificate de comutaţie statică, cu asigurarea unei fabricaţii de serie pentru anii

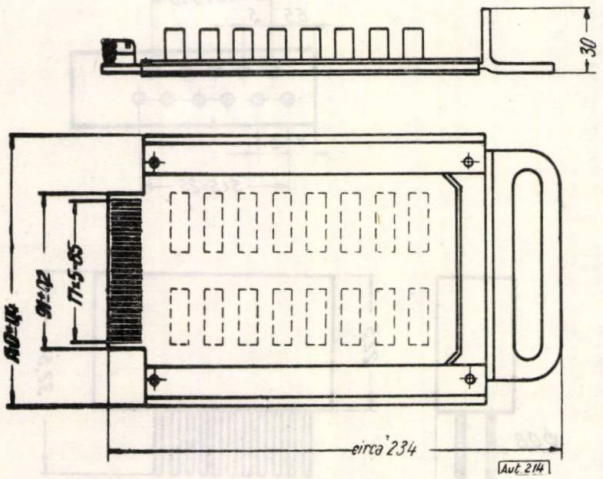


Fig. 6. Placă tip cu module UNILOG (cablaj imprimat).

următori, şi deci de dotare a numeroase instalaţii industriale cu aparatură de reglare automată, au putut fi începute cercetările în vederea asigurării, în viitorul ceva mai îndepărtat, a posibilităţilor de rezolvare a fazei superioare de automatizare, automatizarea complexă.

În acest domeniu, direcţia în care s-au început lucrările este elaborarea unei aparaturi modulare, tipizate, care să permită întocmirea unor scheme de automatizare complexă, treptat, fiecare etapă nouă bazîndu-se pe verificarea tehnico-economică a etapei precedente, fiecare etapă nouă folosind integral aparatura utilizată în etapa precedentă [6].

Elaborarea în etape a unei automatizări complex, înlătură în mare măsură nesiguranţa inerentă celor mai multe aplicaţii de conducere a proceselor industriale cu calculatoare electronice. De asemenea, dezvoltarea instalaţiei de automatizare se poate face în pas cu dezvoltarea instalaţiei industriale la care este aplicată, ceea ce implică, în afara avantajelor menţionate, şi necesitatea unor investiţii iniţiale mici şi apoi eşalonate în paralel cu dezvoltarea obiectivului industrial.

Realizarea unui astfel de sistem de module şi blocuri pentru automatizări complexe va fi un avantaj important pentru industria noastră în care predomină întreprinderile mijlocii şi mici, pentru care dotarea cu un calculator electronic este uneori nerealizabilă din punct de vedere economic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Herşcovici, H., Călugiţă, M., Roisman, W., Nica, L. şi Mărcuţ, I. *Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* În : Automatica şi Electronica **6**, nr. 1, 1962, p. 4—11 şi nr. 2, p. 41—48.

[2] Herşcovici, H., Roisman, W. şi Mărcuţ, I. *Traductoare şi convertoare presiune-curent şi curent-presiune, pentru utilizare în instalaţii de reglare automată.* În : Automatica şi Electronica **7**, nr. 4, 1963, p. 166—173.

[3] Herşcovici, H. *Regulatoare PID cu tranzistoare pentru procese lente.* În : Automatica şi Electronica 7, nr. 3, 1963, p. 127—136.

[4] Damsker, D., Weinrich., G., Landau, I. D. şi Brana, C. *Schema-tip de acţionări electrice cu reglare automată prin blocuri tranzistorizate.* În : Automatica şi Electronica 5, nr. 3, 1961.

[5] Weinrich, G., Mihăilescu, I., Negoiţă, C. şi Landau, I. D. *Realizarea constructivă a blocurilor tranzistorizate din sistemul UNIDIN.* În : Probleme de automatizare IV, 1963, p. 247—260.

[6] Papadache, I. *Concepţii noi pentru realizarea automatizărilor complexe.* În : Automatica şi Electronica 7, nr. 3, 1963, p. 139.

Ing. I. SZEKELY

Introducerea automatizării în industria petrolieră şi chimică

Realizarea şi depăşirea măreţelor sarcini care revin industriei petroliere şi chimice din ţara noastră au făcut necesară folosirea în tot mai mare măsură a celor mai noi cuceriri ale tehnicii, a celor mai moderne procese tehnologice, a utilajelor de înaltă productivitate, extinderea mecanizării şi automatizării proceselor de producţie.

Introducerea automatizării în industria petrolieră şi chimică a ţinut pasul cu ritmul impetuos de dezvoltare a acestor ramuri în ansamblul lor, aducînd o contribuţie importantă la ridicarea productivităţii muncii, la creşterea gradului de utilizare a instalaţiilor, la reducerea consumurilor specifice, la îmbunătăţirea calităţii produselor şi la reducerea preţului de cost al acestora. Acolo unde folosirea tehnicii avansate a reglării şi conducerii automate a fost justificată din punct de vedere tehnico-economic, aceasta s-a făcut din plin.

Extinderea pe scară largă a unor forme înaintate de automatizare în industria noastră pe-

trolieră şi chimică poate fi ilustrată prin creşterea considerabilă a cotei de investiţii aferente automatizării. Dacă în anul 1949, investiţia în automatizare reprezenta numai 0,8% din investiţia totală în utilaj, în proiectele elaborate în anul 1959 aceasta reprezenta în medie 4,1%, iar în proiectele elaborate în anul 1963, în medie 12%. Deci, în decurs de numai 4 ani ponderea investiţiei în automatizare a crescut de aproape trei ori, continuînd să crească mai departe, astfel că în instalaţiile ce vor fi date în funcţiune în anii 1966—1967 ponderea investiţiei în automatizare se prevede a fi în medie de 14—15%, sensibil apropiat de indicatorii corespunzători în ţările cele mai avansate, iar la o serie de instalaţii se va atinge nivelul acestor ţări.

Nivelul cel mai înalt de automatizare este atins în instalaţiile de chimizare a petrolului şi a gazului metan, în industria azotului şi în unele rafinării.

Gradul de automatizare în unităţile industriei de prelucrare a ţiţeiului şi ale industriei chimice se apreciază în conformitate cu nomenclatorul de automatizare stabilit de M.I.P.C., prin care nivelul de automatizare se încadrează într-unul din următoarele şase grade.

Gradul 1. Măsurări locale şi la distanţă. Se caracterizează prin existenţa unui minim necesar de aparate, care să indice sau să înregistreze automat, local sau la distanţă, valorile parametrilor tehnologici.

Gradul 2. Semnalizarea abaterilor procesului de la regimul normal. În afară de aparatele de măsură corespunzătoare gradului 1, instalaţia este prevăzută cu dispozitive automate de semnalizare optică şi acustică a abaterii procesului de la regimul normal.

Gradul 3. Comenzi automate şi comenzi de la distanţă. Instalaţia este prevăzută, în afara celor corespunzătoare gradelor precedente, cu mijloace de comandă automată (interblocuri) sau comandă manuală de la distanţă, care la abaterile procesului de la regimul normal intervin în desfăşurarea procesului, oprind anumite utilaje sau întregul proces, pentru a preveni avaria sau trecînd instalaţia de regimuri de siguranţă.

Gradul 4. Reglarea automată pe utilaj. Se caracterizează prin existenţa aparatelor care asigură reglarea automată continuă a funcţionării în regimul dinainte stabilit. Regulatoarele pot să asigure fie stabilizarea parametrilor (reglare simplă), fie corelarea automată a doi parametri (reglare simplu corelată) sau corelarea automată a trei sau mai mulţi parametri (reglare corelată complex).

Gradul 5. Reglarea automată cu control şi comandă centralizată pe secţie. În afara celor corespunzătoare gradelor precedente, este prevăzut un punct central de comandă de la care se controlează atît mersul procesului tehnologic, cît şi funcţionarea regulatoarelor, existînd posibilitatea intervenţiei operatorului în conducerea procesului, asigură corelarea funcţionării utilajelor şi a agregatelor.

Gradul 6. Conducerea automată a unei secţii de fabricaţie sau a unui grup de secţii prin maşini de conducere. Desfăşurarea procesului tehnologic în funcţie de indicatorii tehnico-economici (preţ de cost, consumuri specifice, beneficiu), cum şi corelarea funcţionării utilajelor şi agregatelor se asigură în mod automat de către maşini de conducere.

Din punctul de vedere al nivelului de automatizare este edificator faptul că, valoric, aproape 40% din mijloacele de automatizare sînt folosite în instalaţii care au gradul 5 de automatizare.

Aproape toate instalaţiile proiectate în ultimii patru ani au un nivel de automatizare de la gradul 3 în sus.

Între instalaţiile cu gradul 5 de automatizare se numără principalele secţii şi fabrici ale combinatelor petrochimice şi de îngrăşăminte azotoase, cum sînt fabrica de fenol şi acetonă, secţiile de separare izobutilenă şi divinil de la Combinatul de cauciuc sintetic Oneşti, fabrica de policlorură de vinil, fabrica de acetilenă, instalaţiile de monoclorbenzen, hexacloran, detoxan şi altele de la Combinatul chimic Borzeşti, Uzina de anvelope „Danubiana" şi numeroase alte unităţi .

Deşi pe ansamblul industriilor petrolieră şi chimică se constată un nivel satisfăcător al automatizării, se remarcă deosebiri de nivel mediu atît pe subramuri industriale, cît mai ales în funcţie de rolul îndeplinit de instalaţii în procesul de producţie. Ca regulă generală, secţiile principale au stat în centrul atenţiei în timp ce automatizarea secţiilor auxiliare (staţii de pompare, staţii de epurare a apei reziduale, staţii de dedurizare a apei industriale etc.) a rămas pe plan secundar, deşi reprezintă un domeniu în care se pot obţine efecte economice importante cu mijloace relativ simple. Se prevede ca în viitor să se acorde şi automatizării secţiilor auxiliare importanţa cuvenită.

Pentru proiectarea instalaţiilor automate, M.I.P.C. dispune de specialişti în cadrul colectivelor tehnologice din unităţile de proiectare departamentale de profil complex: IPROCHIM, IPRAN, IPFE, IPIP, IPCFS şi IPCUP. Proiectele instalaţiilor de telemecanizare a extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor şi a aparaturii corespunzătoare se elaborează de colectivele de specialitate din cadrul M.I.C.M.

Proiectele de automatizare elaborate de institutele departamentale asigură în mod corespunzător necesităţile montării şi punerii în funcţiune a instalaţiilor. Pe măsura acumulării experienţei, metodologiile de proiectare au fost desăvîrşite, eliminîndu-se din proiect piesele de utilitate redusă şi s-a îmbogăţit conţinutul tehnic al pieselor principale ale proiectelor. De asemenea, s-a uniformizat forma de prezentare a proiectelor şi s-au suprimat numeroase detalii de

montaj care se repetau la diverse proiecte, prin elaborarea unor norme interne departamentale, în majoritate prescripţii de montaj şi elemente tip, înlocuindu-se desenele de detaliu cu simple trimiteri la aceste norme interne. Principalele piese ale proiectelor de execuţie au fost adaptate la condiţiile concrete de lucru ale organizaţiilor care concură la realizarea instalaţiilor, în special ale întreprinderii departamentale de montaj. Totodată, în proiecte s-au introdus noi piese solicitate de aceste organizaţii, cum ar fi centralizatoarele şi fişele chestionar necesare elaborării planului de aprovizionare şi contractării aparaturii importate.

În ceea ce priveşte lucrările de cercetare aplicativă şi experimentările necesare elaborării de noi mijloace de automatizare, industria petrolieră şi chimică se sprijină, în principal, pe unităţile de specialitate ale M.I.C.M.

În colaborare cu M.I.C.M., în vederea introducerii treptate a automatizării complexe, s-a experimentat folosirea optimizatorului construit de M.I.C.M. la o instalaţie de distilare într-una din rafinării. Optimizatorul perfecţionat în cursul experimentării este în curs de trecere la exploatare curentă. În paralel se efectuează studii în vederea extinderii utilizării optimizatorului la alte obiective industriale.

O atenţie deosebită se acordă actualmente extinderii în instalaţiile petroliere şi chimice a mijloacelor de analiză automată a compoziţiei. În prezent, controlul automat al compoziţiei este folosit în industria chimică şi în rafinării aproximativ în proporţie de 30—40%, în raport cu necesităţile, pentru determinarea unor componenţi în amestecuri binare sau simple de fluide, acolo unde se pot folosi analizoare automate de construcţie uzuală, cum ar fi pentru determinarea conţinutului de bioxid şi oxid de carbon în gazele de combustie, a conţinutului de oxigen şi de hidrocarburi în amestecurile reactante gazoase şi alte determinări simple. Totuşi, problema folosirii cît mai larg a metodelor de analiză automată a calităţii produselor continuă să stea în centrul atenţiei specialiştilor. În vederea extinderii analizei automate la punctele cheie ale proceselor tehnologice s-a elaborat un studiu de orientare privind analiza automată a calităţii producţiei în industria chimică, în rafinării şi în industria celulozei şi hîrtiei. În baza acestui studiu s-a conchis că trecerea la analiza automată în secţiile cu producţie mare asigură o economie anuală între 500 mii şi 3 milioane lei, iar investiţia în mijloace de analiză automată se recuperează într-un interval de cîteva luni, pînă la trei ani. Se prevede ca în anii următori principalele procese tehnologice să fie înzestrate cu mijloacele necesare de control automat al calităţii producţiei. Această acţiune este cu atît mai importantă, cu cît posibilitatea controlului automat al calităţii producţiei constituie una dintre principalele premise tehnice ale introducerii automatizării complexe în procesele tehnologice ale industriei chimice şi prelucrătoare de ţiţei.

Una dintre preocupările centrale în domeniul ridicării nivelului de automatizare în extracţia şi transportul ţiţeiului şi gazelor este în prezent extinderea sistemelor de control telemecanizat.

În ultimul timp, datorită eforturilor comune ale inginerilor şi tehnicienilor de specialitate din M.I.P.C. şi M.I.C.M. au fost date în funcţiune instalaţii telemecanice la o secţie de extracţie a ţiţeiului la schela Boldeşti, la cîmpul de sonde de extracţie de gaz metan de la Bazna şi la un grup de sonde de extracţie a ţiţeiului de la Moineşti. În cursul acestui an, telemecanizarea se extinde la cîmpul de sonde de gaz metan de la Copşa Mică, la întreaga schelă de la Moineşti. Tot în acest an va intra în funcţiune instalaţia de telemecanizare a unei conducte magistrale de gaz metan.

Experienţa cîştigată în domeniul telemecanizării la instalaţiile puse pînă în prezent în funcţiune este cu atît mai valoroasă, cu cît la Boldeşti, Bazna şi Moineşti s-au folosit trei sisteme telemecanice bazate pe principii diferite, care permit analiza comparativă a comportării lor în exploatare şi tragerea unor concluzii valoroase pentru viitoarele instalaţii. La schela Boldeşti, instalaţia telemecanică este realizată ca sistem experimental cu legături multifilare între centrala dispecer şi obiectele controlate. Sistemul multifilar, în forma finală, este interconectat în formă de cordon ce trece pe la toate obiectele controlate, ale căror aparate pot fi conectate la alegere la cablul de legătură. Instalaţia cuprinde toate sistemele de extracţie (erupţie naturală, erupţie artificială şi pompaj de adîncime), cum şi unităţi auxiliare (parc de colectare, depozit şi staţie de pompare). La sondele în erupţie naturală se măsoară presiunea în coloana de exploatare şi în ţevile de extracţie şi se semnalizează depăşirile de limită ale presiunii în conducta de amestec. La sondele în erupţie artificială se măsoară presiunea în coloana de exploatare şi se semnalizează depăşirile de limită ale presiunii atît în coloana de exploatare, cît şi în conducta de amestec. La sondele în pompaj de adîncime se efectuează teledinamometrarea şi electrogramarea şi se semnalizează depăşirile de limite ale presiunii în conducta de amestec. La separatoarele gaze-ţiţei se măsoară presiunea pe conducta colectoare de gaze, debitele de gaze şi ţiţei la ieşirea din separatoare, temperatura în separatoarele cap de linie şi se semnalizează depăşirile de limite ale presiunii în conducta colectoare de gaze. La rezervoarele de colectare se măsoară temperatura ţiţeiului şi presiunea de aspiraţie a gazelor din rezervoare, se semnalizează depăşirea de limite ale temperaturii ţiţeiului, ale nivelului şi ale presiunii de aspiraţie a gazelor şi se efectuează telecomenzile de închidere şi de deschidere a vanelor de umplere şi golire a rezervoarelor. La staţia de pompare se măsoară

debitul de ţiţei pompat, temperatura ţiţeiului şi presiunea de pompare şi se semnalizează depăşirile de limite ale presiunii de pompare.

La cîmpul de sonde de gaz metan de la Bazna se foloseşte un sistem de telemecanizare lucrînd în cod de impulsuri. Sistemul permite realizarea următoarelor operaţii: măsurarea debitelor sondelor, a presiunilor pe colectoarele de grup, a presiunii şi a debitului de gaz livrat, semnalizarea depăşirilor de limite ale presiunii în colectoare şi a temperaturii gazelor la sondele cu calorifer şi reglarea automată a acestei temperaturi, cum şi telecomanda ventilelor amplasate la ieşirea separatoarelor de sondă.

Pentru sesizarea imediată a anomaliilor, semnalizările sînt permanent legate la postul de dispecer. In urma recepţionării semnalului, identificarea punctului ce semnalizează se face prin apel de la postul de dispecer.

La grupul de sonde de la schela Moineşti se foloseşte o instalaţie de telemecanică cu selecţie în impulsuri, concepută de Institutul de proiectări automatizare, care urmează a se fabrica în serie de uzinele „Electromagnetica".

În ceea ce priveşte dispozitivele necesare automatizării, colectării şi transportului ţiţeiului, în ultimii ani s-au elaborat în cadrul unităţilor M.I.P.C. unele dispozitive de primă necesitate. O parte dintre acestea au trecut prin experimentare în condiţiile de exploatare curentă cu rezultate satisfăcătoare, cum sînt: separatoare-măsurătoare pneumatice şi mecanice, ventile automate cu trei căi pentru parcuri de separare, colectare şi transfer, debitmetru cu turbină, aparat de control al conţinutului de apă în ţiţei etc. Desigur, dispozitivele elaborate nu sînt suficiente pentru o automatizare avansată a extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor, ci reprezintă doar un început în această direcţie.

Ridicarea în continuare a nivelului de automatizare în industria petrolieră şi chimică într-un ritm satisfăcător este condiţionată de ritmul de asimilare, în viitorul apropiat, a elementelor de automatizare de fabricaţie proprie, de gradul de acoperire a necesarului de ingineri şi tehnicieni de specialitate în automatică şi de ritmul de ridicare a tehnicităţii proiectelor de automatizare.

Prin realizarea planului de asimilare a M.I.C.M. a elementelor de automatizare se prevede ca în următorii 3—4 ani cea mai mare parte a mijloacelor de automatizare şi telemecanizare necesare industriei petroliere şi chimice să se acopere prin producţie internă. În afară de scurtarea termenelor de punere în funcţiune a instalaţiilor şi de uşurarea acoperirii cu aparatură şi piese de schimb, crearea unei puternice industrii proprii de mijloace de automatizare va avea o mare influenţă şi asupra concepţiilor care stau actualmente la baza proiectării instalaţiilor automate. Astfel, dacă în prezent sistemele de reglare pneumatice sînt net predominante, atît în industria prelucrătoare de ţiţei, cît şi în industria chimică, reprezentînd aproximativ 85% din totalul sistemelor de reglare, în urma asimilării de către industria noastră a aparaturii electronice cu protecţie antiexplozivă, este de prevăzut că acestea vor înlocui în măsură din ce în ce mai mare aparatura pneumatică. Răspîndirea aparaturii electronice va uşura trecerea treptată de la automatizarea convenţională la automatizarea complexă prin suplimentarea cu aparatură necesară acesteia, în primul rînd cu optimizatoare, dispozitive de control centralizat şi dispozitive de prelucrare a datelor, care sînt în curs de asimilare.

Folosirea cît mai deplină a experienţei acumulate şi asigurarea cu mijloace proprii de automatizare şi cu cadre suficiente de înaltă calificare garantează ridicarea în continuare a nivelului de automatizare a industriei petroliere şi chimice şi îndeplinirea în măsură din ce în ce mai mare a rolului pozitiv ce revine automatizării în îmbunătăţirea calităţii produselor şi micşorarea preţului de cost al acestora.

Ing. M. NISTOR, ing. I. A. BADEA, ing. S. MARCU, ing. N. MIREA, ing. E. NENIŢĂ şi ing. E. SIMIAN

Dezvoltarea automaticii şi telemecanicii în industria energetică în R.P.R.

Producţia de energie electrică a ţării noastre a crescut foarte mult în ultimii douăzeci de ani, prevăzîndu-se ca în anul 1964 să atingă 14,5 miliarde kWh.

În această perioadă, paralel cu realizarea de instalaţii noi şi cu modernizarea celor existente, s-a urmărit şi introducerea automatizării în industria energetică a R.P.R. Astfel, automatizarea s-a introdus pe o scară largă în instalaţiile de producţie, transport, distribuţie şi consum de energie electrică. Acest lucru a dus la mărirea substanţială a siguranţei de alimentare cu energie electrică a consumatorilor sistemului energetic naţional; îmbunătăţirea randamentului instalaţiilor de producţie, care, în mod direct sau indirect, duce la reducerea consumului de combustibil pe ansamblul economiei naţionale; îmbunătăţirea condiţiilor de muncă şi ridicarea calificării personalului.

Pentru a avea o privire generală asupra nivelului de automatizare a instalaţiilor energetice din ţară, în ultimii 20 de ani, se face o prezentare succintă a acestor instalaţii.

1. Automatizări în centralele termoelectrice

Progrese deosebite s-au realizat şi în introducerea automatizării în centralele termoelectrice nou construite, precum şi în modernizarea celor în funcţiune. Aceasta a avut ca rezultat creşterea siguranţei de explotare a instalaţiilor, reducerea consumului de combustibil al centralelor prin îmbunătăţirea randamentelor de funcţionare a cazanelor şi turbinelor, îmbunătăţirea condiţiilor de muncă şi ridicarea calificării personalului.

1.1. *Automatizarea instalaţiilor termomecanice*

În anul 1944, reglarea automată a instalaţiilor termoenergetice se limita aproape exclusiv la cîteva regulatoare indirecte de reglare a alimentării cu apă a cazanelor de abur.

Pînă în anul 1958, volumul automatizării a fost mai redus, limitîndu-se în special la realizarea reglării automate a unor parametri de bază la cazane de abur şi turbine, ca la grupurile din centralele Comăneşti, Ovidiu, Doiceşti etc.

Volumul de automatizare a centralelor a crescut foarte mult începînd cu anii 1958—1960, atît în ceea ce priveşte introducerea acesteia la toate instalaţiile principale ale centralei, ca turbine, cazane, servicii interne etc., cît şi ca funcţii ale instalaţiilor prin extinderea circuitelor de reglare şi introducerea de instalaţii de protecţie, blocare, semnalizare, comandă la distanţă etc.

Nivelul actual al automatizării centralelor termoelectrice mari permite conducerea centralizată a tuturor instalaţiilor principale termoenergetice ale centralei din camera de comandă şi dă posibilitatea exploatării agregatelor în regim normal de funcţionare, cum şi oprirea şi pornirea prin comandă de la distanţă a utilajelor principale (cazane de abur, turbine cu abur, pompe etc.).

Pînă în 1960, schemele de reglare automată a cazanelor de abur au fost realizate, în special, cu regulatoare de tip electromecanic şi pneumatic neunificat. Experienţa de exploatare a arătat că aceste regulatoare nu au suficientă siguranţă şi precizie în exploatare, şi nu au permis să se realizeze schemele complexe cerute de agregatele mari.

În perioada după anul 1960 s-a renunţat la regulatoarele de tipul electromecanic, pneumatic şi hidraulic şi s-a adoptat o aparatură mo-

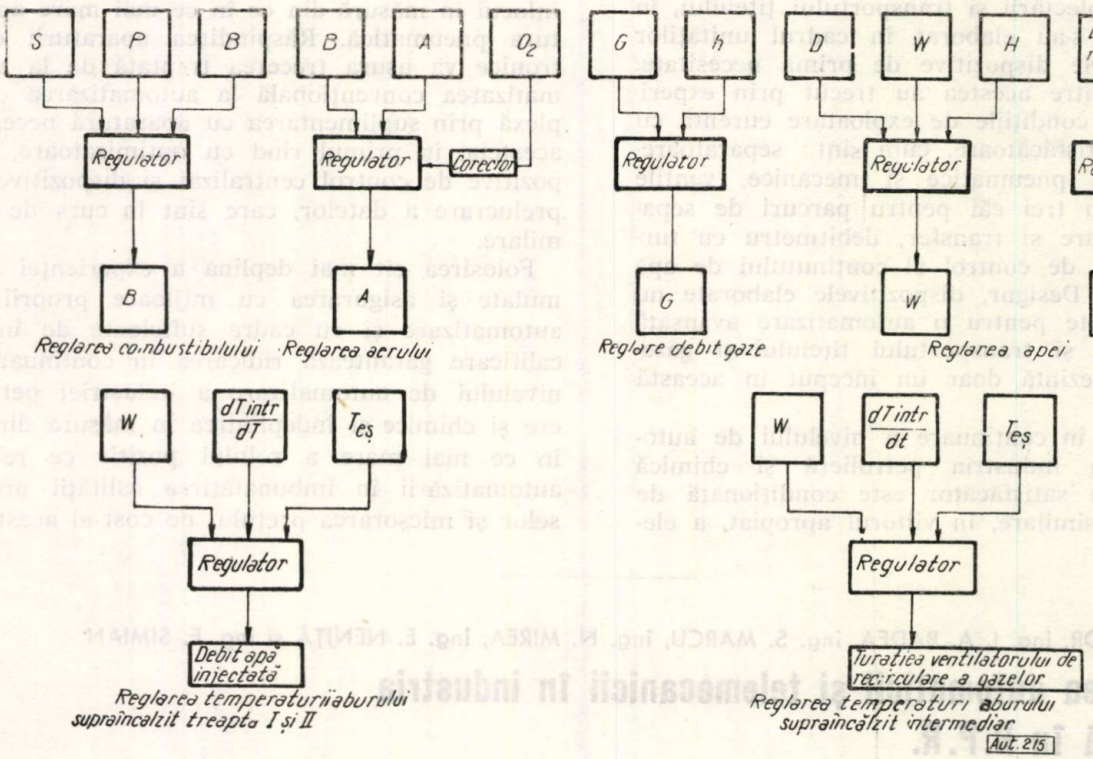


Fig. 1. Schema de principiu a reglării automate a unui cazan de abur cu circulaţie naturală, supraîncălzire intermediară a aburului şi gaz metan :

P — presiune de abur în conducta colectoare ; *B* — debit de gaz metan ; *S* — puterea turbinei, măsurată ca presiune a uleiului de reglare a turbinei ; *A* — debit de aer ; O_2 — oxigen în gaze de ardere ; *G* — debit de gaze de ardere ; *b* — tiraj focar ; *W* — debit apă ; *H* — nivel tambur ; T — temperatura la ieşire din supraîncălzitor : dT_{int}/dt — viteză de variaţie a temperaturii aburului la intrare în supraîncălzitor.

dernă de tipul electronic, specializată, cu contacte şi elemente de execuţie electrice cu viteză constantă (ca la centralele Brazi, Borzeşti, Paroşeni extindere etc.) şi regulatoare electronice sistem unificat fără contacte cu viteză proporţională ale elementelor de execuţie.

Pentru mărirea operativităţii şi a siguranţei de funcţionare, cazanele sînt dotate cu instalaţii de televiziune industrială de supraveghere în camera de comandă a nivelului în tambur. Rezultatele obţinute în exploatare au arătat utilitatea acestor instalaţii.

Utilizarea unei aparaturi moderne, ca şi condiţiile funcţionale, au permis şi au impus adoptarea unor scheme complexe de reglare automată a cazanelor de abur.

Ca exemplu se dă schema de principiu a reglării automate a unui cazan de abur cu circulaţie naturală de debit mare cu gaz metan, cu supraîncălzire intermediară şi regulatoare electronice unificate (fig. 1).

Schema este întocmită pentru situaţia funcţionării bloc-cazan de abur-turbină, în care încărcarea grupului este dată de sarcina turbinei *(S)* şi variaţia presiunii aburului înaintea turbinei. Reglarea temperaturii aburului supraîncălzit se realizează prin injecţie, iar reglarea temperaturii aburului supraîncălzit intermediar, prin variaţia recirculării gazelor de ardere.

Cazanele instalate sînt prevăzute cu un sistem foarte dezvoltat de protecţie, ca stingerea flăcării, nivele în tambur, pierderea sarcinii etc., care asigură protejarea agregatului la toate situaţiile de avarie.

Conducerea cazanelor se face din camera de comandă a blocului, de unde se execută manevrele de pornire-oprire, schimbarea regimurilor de funcţionare etc.

Volumul de comenzi la distanţă a elementelor de execuţie (vane, clapete, ventile) şi de măsurări tehnologice permite conducerea cazanului din camera de comandă în toate fazele de funcţionare.

Automatizarea turbinelor cu abur de putere mare cuprinde, în afară de reglarea turaţiei, protecţii hidraulice etc. şi automatizarea instalaţiilor auxiliare (sistem regenerativ, pompe, ejectoare, labirinţi, boilere etc.).

Turbinele montate după anul 1960 sînt concepute să fie conduse din camera de comandă, pentru unele dintre ele fiind prevăzute pornirea şi oprirea integrală din camera de comandă. Pentru aceasta turbinele sînt prevăzute cu volumul corespunzător de protecţie, blocaje şi comenzi la distanţă, atît ale turbinei propriuzise, cît şi ale instalaţiilor auxiliare. Funcţionarea sistemului regenerativ a pompelor, ejectoarelor, labrinţi este complet automatizată. Pentru controlul funcţionării normale a turbinelor, în afară de aparatele de control obişnuite, se prevăd aparate speciale pentru controlul vibraţiilor, deplasărilor axiale, dilatărilor termice absolute şi relative, excentricităţilor, temperaturii metalului etc. La turbogeneratoarele prevăzute cu răcire cu hidrogen, funcţionarea acestuia este complet automatizată, asigurîndu-se presiunea necesară a uleiului la etanşări, puritatea hidrogenului, presiunea hidrogenului.

Pentru asigurarea continuităţii în funcţionarea agregatelor principale la parametrii nominali, se prevede automatizarea complexă a instalaţiilor auxiliare.

Funcţionarea tuturor pompelor este complet automatizată (anclanşarea automată a rezervei, comanda automată în funcţie de nivelul în diverse rezervoare etc.).

Se prevăd dispozitive de protecţie automată pentru boilere în cazul spargerii ţevilor, pentru pompe de alimentare la scăderea debitului recirculaţiei, dispozitive pentru intrarea automată în funcţiune a staţiilor de reducere-răcire rapidă etc.

Introducerea instalaţiilor de demineralizare totală cu debite pînă la 800 m^3/h, cu procedee chimice complexe şi volum mare de operaţii de executat, a necesitat şi prevederea unui volum corespunzător de automatizare. S-a prevăzut, în special, automatizarea proceselor de neutralizare a apelor acide, prepararea soluţiilor de regenerare, controlul chimic automat al calităţii apelor (CTE Luduş, CET Roznov, CET Brazi, CET Grozăveşti, CET Craiova). La unele centrale s-a prevăzut şi comanda automată a spălării filtrelor de nisip (CTE Luduş, CET Craiova).

La agregatele de puteri mari, care se vor monta, se preconizează introducerea de calculatoare electronice, care să aibă într-o primă etapă funcţia de calculare a indicilor specifici de funcţionare (randament, consum specific etc.) şi de controlare automată a parametrilor, urmînd ca într-o etapă ulterioară, pe măsura acumulării experienţei necesare, să realizeze şi comanda automată a agregatelor.

1.2. *Automatizarea instalaţiilor electrice*

Un volum de automatizare înalt s-a prevăzut şi pentru instalaţiile electrice ale centralelor.

În afară de protecţia generatoarelor şi motoarelor electrice, reglarea automată a tensiunii la generatoare, protecţia şi comanda aparatajului electric din staţiile electrice principale şi de servicii interne, s-au prevăzut dispozitive de reanclanşare automată rapidă a rezervei.

1.3. *Camere de comandă*

În scopul centralizării comenzilor, măririi siguranţei de exploatare, îmbunătăţirii condiţiilor de muncă a personalului şi a creării de condiţii corespunzătoare de exploatare pentru aparatajul de măsurat şi reglare automată, toate centralele electrice proiectate în ţară în ultimii 20 de ani sînt prevăzute cu camere de comandă electrice. Începînd cu anul 1959, toate centralele realizate în ţară sînt dotate şi cu camere de comandă termice sau tehnologice.

Centralele echipate cu grupuri de puteri mari (50, 100 şi 150 MW) sînt prevăzute cu o cameră electrică pentru toate instalaţiile electrice ale centralei şi cu cîte o cameră de comandă termică pentru cîte două cazane de abur cu grupurile aferente.

La unele centrale mari, ca Luduş, Craiova, pentru coordonarea întregii centrale s-a prevăzut în plus şi o cameră de dispecer unde se aduc cîţiva dintre parametrii de bază ai centralei.

Centralele de termoficare, echipate cu grupuri de putere mică, au fost echipate în unele cazuri cu o cameră de comandă electrică şi cu o cameră termică pentru toate agregatele centralei, iar în alte cazuri, cu o cameră tehnologică care concentrează aparatajul atît pentru instalaţii termice, cît şi pentru cele electrice.

Amplasarea camerelor de comandă s-a făcut astfel încît să se reducă la maximum distanţele faţă de instalaţiile deservite.

Camerele de comandă electrice se amplasează, de obicei, în apropierea staţiilor electrice, în timp ce camerele de comandă termice se aşază fie între cazane, fie în sala buncărelor.

În ceea ce priveşte vederea spre agregate, camerele de comandă termice au, în general, vitrine spre sala maşinilor, iar acolo unde dispoziţia centralei o permite, şi acces, dar fără vedere, spre sala cazanelor.

Camere de comandă termice. Acestea sînt prevăzute pentru a permite exploatarea tuturor instalaţiilor termoenergetice importante în funcţionare normală, precum şi pornirea şi oprirea de aici a cazanelor de abur şi a unora din instalaţiile auxiliare ale centralei (pompe, ventilatoare etc.). Acestea se realizează prin:

— controlul tuturor parametrilor de bază ai instalaţiilor, prin urmărirea lor cu ajutorul aparatelor de măsură, indicatoare, înregistratoare şi integratoare montate;

— comanda de la distanţă a circuitelor de reglare în cazul trecerii pe comandă manuală cum şi a celorlalte elemente ale instalaţiilor ca: vane, ventile, clapete, pompe, ventilatoare etc.;

— aducerea unor informaţii privitoare la funcţionarea tuturor agregatelor principale, atît a celor comandate din camera de comandă, cît şi a celor comandate de la tablouri locale prin semnalizări acustice şi luminoase;

— reglarea automată a proceselor principale ale agregatelor prin intermediul regulatoarelor montate;

— supravegherea instalaţiilor de protecţie a agregatelor;

— pornirea şi oprirea cazanelor şi a instalaţiilor aferente acestora, cum şi legătura operativă cu sala maşinilor de unde se face pornirea turbinei;

— legătura operativă cu camera de comandă electrică sau cu camera de dispeceri de unde se face conducerea centrală a centralei.

Dispoziţia contururilor camerelor de comandă este variată, fiind determinată de condiţiile impuse de agregatele deservite, de arhitectura centralei şi de aparatajul utilizat.

La majoritatea centralelor mari, camerele de comandă termice sînt prevăzute pentru două blocuri. La CTE Paroşeni, deşi camera de comandă s-a realizat pentru un bloc format din două cazane şi o turbină de 150 MW, este prevăzută posibilitatea ca în viitor aceasta să se extindă pentru două blocuri, prin demontarea peretelui de sticlă.

La centralele mai mici ca cea de la Roznov, camera de comandă este prevăzută pentru toate grupurile centralei. La centralele industriale, ca: Piteşti, Călăraşi, 23 August, Pipera etc., camera de comandă termică s-a comasat cu cea electrică într-o cameră tehnologică.

În general, acolo unde condiţiile arhitectonice au permis, s-au prevăzut vitrine spre sala maşinilor, lăsîndu-se spre sala cazanelor numai uşi de acces, ca, de exemplu, la CET Groza-veşti, CET Craiova, CET Oradea, CET Iaşi etc.

La alte centrale, ca, de exemplu, Paroşeni, pentru grupul de 150 MW Luduş, pentru grupurile de 100 MW Călăraşi, pentru grupurile de 4 MW, camerele de comandă sînt complet izolate, avînd numai uşi de acces spre sălile principale.

Pentru a se crea condiţii optime de lucru personalului de exploatare, o atenţie deosebită s-a acordat arhitecturii camerei de comandă. Astfel, s-au adoptat soluţii moderne pentru luminatul artificial, s-a introdus condiţionarea aerului şi s-au realizat izolaţii fonice.

Pentru a micşora oboseala personalului, în scopul măririi atenţiei, s-au ales, pentru panouri şi aparataj, culori deschise, pastel, renunţîndu-se la culorile închise şi în special la negru, care, în afară de oboseală, duce la pierderea capacităţii vizuale în scurt timp.

Camere de comandă electrice. Camerele de comandă electrice permit exploatarea tuturor instalaţiilor electrice, inclusiv a serviciilor interne din centrală.

În cazul în care în centrală s-a prevăzut şi o cameră de comandă pentru dispecer, serviciile interne se aduc în această din urmă cameră.

Din camera de comandă electrică, în afară de controlul mărimilor electrice, se face comanda aparatajului de comutaţie primară etc.

Sincronizarea grupurilor la reţeaua electrică se realizează în camera de comandă electrică în cazul agregatelor mici şi mijlocii, şi în camera termică, în cazul agregatelor mari.

Ca linie modernă, în realizarea camerelor de comandă electrice se menţionează trecerea la echiparea acestora cu aparataj de măsură de gabarit redus.

2. Automatizarea centralelor hidroelectrice

Progrese importante s-au realizat şi în automatizarea centralelor hidroelectrice construite sau în curs de construcţie.

Centralele hidroelectrice construite în ultimii ani, ca CHE Moroieni, CHE „V. I. Lenin" —

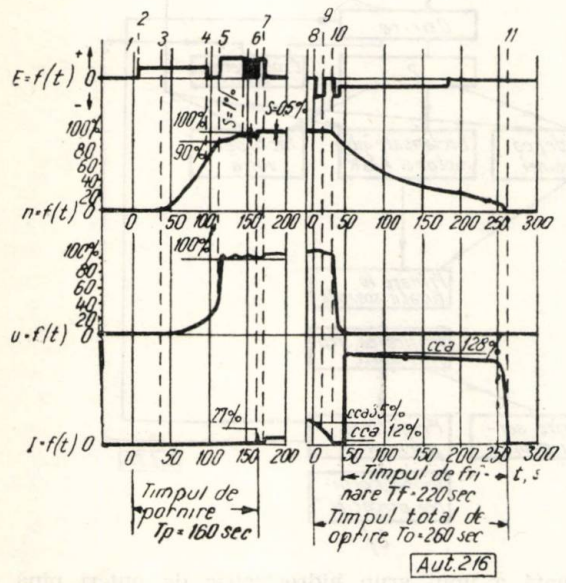


Fig. 2. Diagramele de pornire şi oprire automată a unui agregat cu frînare electrică :

E = f(*t*) — tensiunea la motoraşul de variaţie a turaţiei grupului ; *n* = f(*t*) — turaţia grupului ; *U* = f(*t*) — tensiunea la bornele generatorului ; *I* = f(*t*) — curentul statoric.

1 — comanda de pornire , *2* — se aplică tensiunea la motoraşul de variaţie a turaţiei ; *3* — agregatul începe să se rotească ; *4* — se întrerupe tensiunea la motoraşul de variaţie a turaţiei, agregatul îşi măreşte viteza în continuare ; *5* — conectarea instalaţiei de sincronizare automată precisă ; *6* — anclanşarea întreruptorului ; *7* — sfîrşitul procesului de pornire , *8* — comanda de oprire ; *9* — finele operaţiei de descărcare de sarcină activă ; *10* — finele operaţiei de descărcare de sarcină reactivă şi declanşarea întreruptorului şi a ADR ; *11* — sfîrşitul procesului de oprire.

Bicaz, CHE Pîngăraţi, CHE Roznov I, ca şi centralele în construcţie, ca CHE „16 Februarie" pe Argeş şi centralele în aval de Bicaz, sînt prevăzute cu automatizarea fiecărui agregat hidroelectric tratat ca o unitate separată, inclusiv cu automatizarea instalaţiilor hidromecanice legate de funcţionarea acestuia.

În acest scop, aceste centrale sînt prevăzute cu echipamente de automatizare pentru :

— pornirea şi oprirea automată a agregatului ;

— sincronizarea automată a generatoarelor (în unele cazuri şi autosincronizarea) ;

— reglarea automată a tensiunii ;

— reglarea turaţiei agregatelor ;

— protecţia echipamentului hidroenergetic, stingerea incendiilor în generatoare etc.

Avantajele obţinute prin această automatizare sînt : reducerea simţitoare a personalului de deservire şi, inclusiv, a amenajărilor sociale pe care le implică, desfiinţarea la centralele de putere medie (centralele de pe Bistriţa — aval de Bicaz) a camerelor de comandă cu importante economii la preţul de cost al construcţiei, micşorarea timpului de pornire pînă la conectarea în paralel, de la 10—15 min la 1—5 min (după tipul şi puterea agregatului). S-au realizat astfel posibilitatea intervenţiei rapide a grupului la deficit de sarcină în sistem şi mărirea cu 3—8% a energiei debitate de agregatele care funcţionează în regim de vîrf etc.

În figura 2 se arată diagrama de pornire şi oprire automată a unui grup prevăzut cu frînare electrică, la care timpul de pornire este de circa 160 s, iar cel de oprire de 220 s.

Agregatele recent construite sînt echipate cu regulatoare de viteză electrohidraulice de construcţie modernă şi cu regulatoare rapide de tensiune cu amplificatoare magnetice de construcţie românească, cu performanţe dinamice superioare.

Nivelul automatizării realizate la centralele Moroieni şi „V. I. Lenin" — Bicaz, Pîngăraţi şi Roznov (fig. 3) permite ca pornirea şi sincronizarea, ca şi oprirea grupurilor acestor centrale, să se facă automat numai prin apăsarea pe butoanele de pornire şi oprire ale fiecărui agregat.

Pentru centralele în construcţie se preconizează mărirea gradului de automatizare, prevăzîndu-se să se realizeze pornirea, sincronizarea şi oprirea automată atît la o comandă manuală, cît şi prin telemecanică sau autooperatori. În acest scop se realizează posibilitatea introducerii autooperatorilor, a încărcării automate a agregatelor cu putere activă, în funcţie de diverşi parametri ai amenajării hidroenergetice etc.

În prezent se efectuează probele pentru echipamentul de încărcare automată a agregatelor elaborate de I.R.M.E., care se prevede să fie utilizat în centralele hidroelectrice, pentru realizarea acestui nivel de automatizare (fig. 4).

Un nivel superior de automatizare se prevede pentru centralele hidroelectrice în construcţie, ceea ce va permite ca, de la un punct de dispecer îndepărtat de centrală, să se poată realiza pornirea, oprirea şi exploatarea centralei, prin :

— telecomanda opririi şi pornirii fiecărui agregat în parte ;

— telereglarea puterilor active şi reactive a fiecărui agregat ;

— telemăsura şi telesemnalizarea parametrilor principali ai grupurilor şi centralei.

În figura 5 se indică principiul după care se va face conducerea de la dispecer a mai multor centrale. La dispecer se primesc, prin telemăsură şi telesemnalizare, parametrii necesari pentru conducerea agregatelor, şi de aici se telecomandă pornirea grupurilor acestor centrale.

Acest nivel de automatizare se prevede şi pentru centralele în curs de construcţie de pe valea Bistriţei. Astfel, în prezent este în curs de realizare telecomanda CHE Pîngăraţi, CHE „V. I. Lenin"—Bicaz cu ajutorul echipamentului complet tranzistorizat, proiectat şi construit

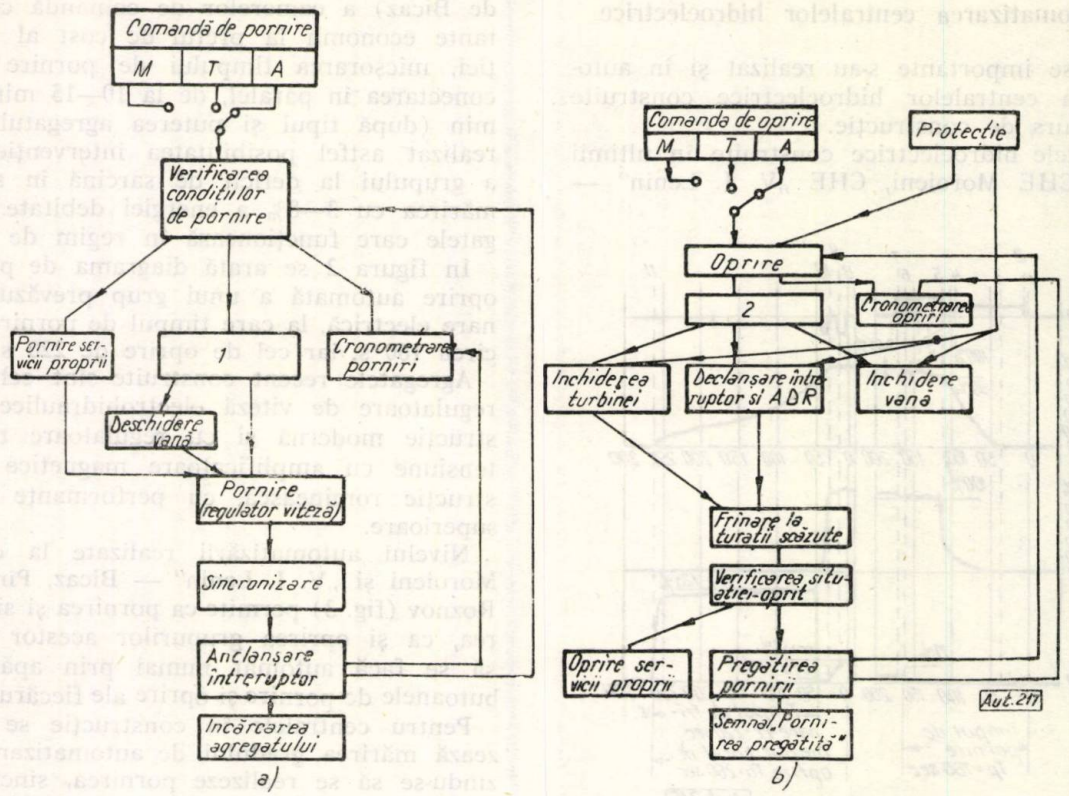
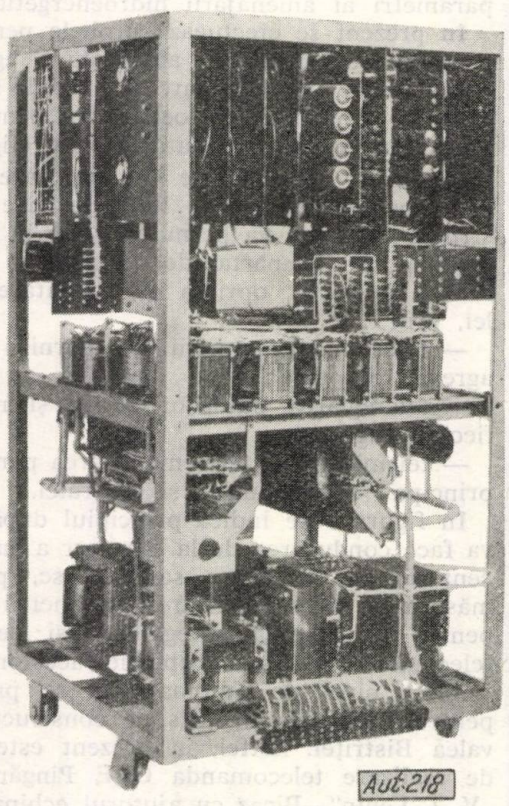


Fig. 3. Schema de principiu de pornire şi oprire automată a unui grup hidroelectric de puteri pînă la 20 MW :

a — pornire automată ; *b* — oprire automată ; *M* — comandă manuală ; *F* — comandă prin telemecanică ; *A* — comandă automată ; *1* — pregătirea agregatului pentru pornire (introducerea uleiului de comandă în instalaţie, pornirea ungerii, pregătirea regulatorului de viteză) ; *2* — descărcarea agregatului de sarcină activă şi reactivă.



în acest scop. Ulterior, din punctul de dispecer de la CHE „V. I. Lenin"—Bicaz, amplasat chiar în camera de comandă a centralei, se va face şi telecomanda CHE Vaduri, prima centrală aval după Pîngăraţi. În etapa finală, întreaga amenajare hidroenergetică de pe Bistriţa va fi condusă dintr-un număr de puncte de dispeceri locali, urmînd ca la CHE „V. I. Lenin" să se prevadă punctul central de dispecer al întregii amenajări, dotat cu un volum înalt de telecomenzi, telereglare, telemăsuri şi telesemnalizări.

CHE „16 Februarie" de pe Argeş, în curs de construcţie, împreună cu întreaga amenajare

Fig. 4. Dispozitiv de încărcare automată a grupurilor hidroelectrice :

a — tabloul dispozitivului ; *b* — dispozitivul de fixare a sarcinilor.

aval şi amonte, care va fi realizată în viitor, va parcurge în principal etapele de automatizare amintite, cu menţiunea că se vor utiliza aparate şi regulatoare care să corespundă progresului realizat în construcţia de aparataj de automatizare în intervalul de timp care separă realizarea amenajării de pe Bistriţa şi a celei de pe Argeş.

Pe măsura terminării construcţiei centralelor pe întreaga cascadă a unei văi în care se dispune, de obicei, de o singură acumulare principală în centrala din amonte, se preconizează ca să se utilizeze calculatoare electronice, care să permită exploatarea optimă a întregii amenajări.

dotarea cu relee electrice perfecţionate şi introducerea releelor moderne de distanţă.

Reanclanşarea automată rapidă a liniilor electrice a fost aplicată în ţara noastră pe scară foarte largă în ultimii zece ani, aceasta permi-

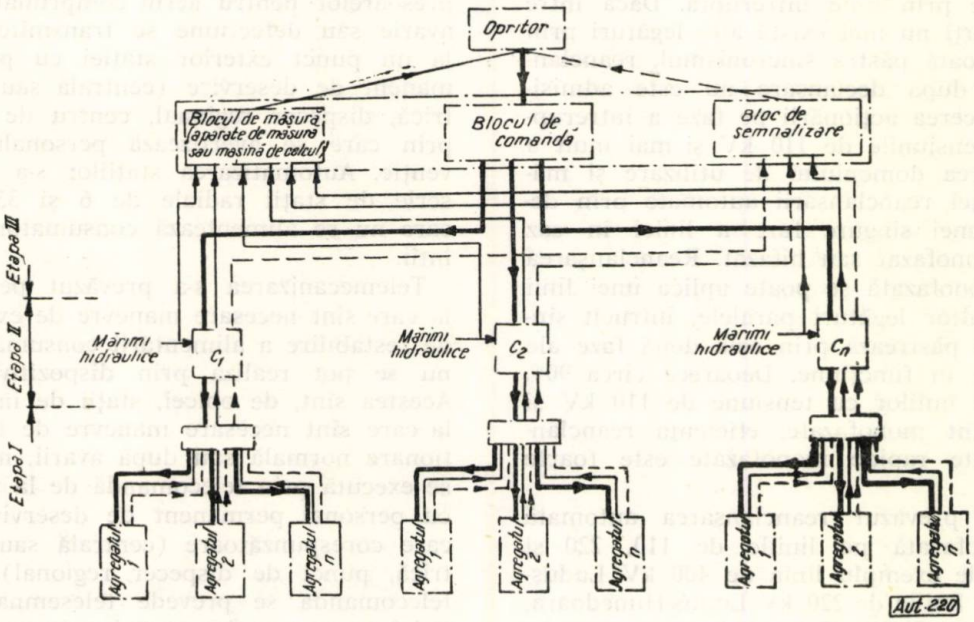


Fig. 5. Schema de principiu a conducerii prin dispecer a unei amenajări hidroenergetice complexe :
comenzi ; măsuri ; semnalizări.

3. Automatizări în linii şi staţii electrice

Mărirea producţiei de energie electrică, crearea sistemului energetic naţional şi interconexiunile cu ţările vecine, siguranţa impusă de alimentarea marilor consumatori au creat condiţiile corespunzătoare introducerii automatizării pe scară largă şi în exploatarea părţii electrice a sistemului energetic naţional. În acest scop, liniile şi staţiile electrice construite în ultimii 20 de ani au fost dotate cu aparataj de automatizare la un nivel înalt, ca : protecţii cu funcţionare rapidă şi selectivă, reanclanşare automată, descărcare automată a sarcinii, automatizarea conducerii etc.

3.1. *Automatizarea liniilor electrice*

Protecţia prin relee a liniilor electrice nou construite, ca şi a celor de înaltă tensiune în funcţiune, a fost dezvoltată, în special, prin ţînd să se mărească substanţial siguranţa de alimentare a consumatorilor de energie, prin eliminarea defectelor cu caracter pasager ale liniilor aeriene care, după date statistice, reprezintă peste 70% din defectele liniilor aeriene.

Dispozitivele adoptate permit ca la maximum 2 s după declanşarea întreruptoarelor, sub acţiunea releelor de protecţie, să se asigure restabilirea tensiunii în caz de defect pasager.

În acest scop s-au prevăzut atît dispozitive de reanclanşare automată rapidă monofazate, pe faza pe care a apărut defectul, cît şi trifazate.

Începînd cu anul 1953, în toate staţiile noi din R.P.R. s-au prevăzut dispozitive de RAR ale liniilor aeriene la toate tensiunile, iar ulterior s-au introdus şi în instalaţiile existente. Pentru tensiunea de 110 kV s-au utilizat dispozitive electrice, la care impulsul de anclanşare este provocat de descărcarea unui condensator. Pentru tensiunea de 6 kV şi 35 kV, pe lîngă dispozitivele electrice, se utilizează dispozitive mecanice la care impulsul de anclanşare este provocat de destinderea unui resort sau căderea unei greutăţi.

Pentru tensiunea de 6 kV se utilizează în general dispozitive mecanice.

În primii ani, dispozitivele de RAR erau importate. Fabricarea releelor de timp şi intermediare de uzinele „Electromagnetica" a permis realizarea în ţară a dispozitivelor electrice de RAR, care sînt astăzi un produs curent al

I.R.M.E. De asemenea, au fost asimilate de uzinele „Electroputere" dispozitivele mecanice de RAR.

Reanclanşarea automată a liniilor cu alimentare bilaterală este condiţionată de păstrarea sincronismului dintre cele două părţi ale sistemului, legate prin linie întreruptă. Dacă între cele două părţi nu mai există alte legături prin care să se poată păstra sincronismul, reanclanşarea liniei după declanşare nu este admisibilă. Introducerea acţionării pe faze a întreruptoarelor la tensiunile de 110 kV şi mai mult a permis lărgirea domeniului de utilizare şi mărirea eficienţei reanclanşării automate prin deconectarea unei singure faze a liniei în caz de defect monofazat sau bifazat. Reanclanşarea automată monofazată se poate aplica unei linii şi în lipsa altor legături paralele, întrucît sincronismul se păstrează prin cele două faze ale liniei rămase în funcţiune. Deoarece circa 90% din defectele liniilor cu tensiune de 110 kV şi mai mult sînt monofazate, eficienţa reanclanşării automate rapide monofazate este foarte ridicată.

Astfel s-a prevăzut reanclanşarea automată rapidă monofazată pe liniile de 110, 220 şi 400 kV, ca de exemplu linia de 400 kV Luduş-Lemeşany, şi liniile de 220 kV Luduş-Hunedoara, Craiova-Slatina, Slatina-Bucureşti etc.

Reanclanşarea automată rapidă trifazată s-a aplicat în ultimii cinci ani, în special, la liniile cu tensiuni de 35 kV, ca liniile de 35 kV din CET Brazi, CET Borzeşti, CET Craiova, Staţia Tg. Mureş, CTE Paroşeni, Staţia Slatina etc.

Anclanşarea automată a rezervei permite restabilirea în decurs de maximum 2 s a tensiunii pe o bară, prin conectarea unui element de rezervă (linie, transformator, cuplă) la dispariţia tensiunii în elementul principal. Dispozitivul de anclanşare automată se bazează pe o schemă cu relee de tensiune, de timp şi intermediare, fabricate în ţară, şi se utilizează larg în staţiile noastre începînd cu anul 1954.

Descărcarea automată a sarcinii în funcţie de frecvenţă permite deconectarea consumatorilor mai puţin importanţi la scăderea frecvenţei, datorită unui deficit de putere în sistem, în scopul asigurării alimentării consumatorilor de bază.

Astfel de dispozitive realizate cu aparatajul produs de I.R.M.E. s-au introdus în unele puncte ale reţelei electrice, începînd cu anul 1955.

3.2. *Automatizarea staţiilor*

În scopul măririi operativităţii manevrelor şi al reducerii personalului de deservire s-au aplicat pe scară largă automatizarea şi telemecanizarea staţiilor nou construite, cum şi a celor vechi la care au existat condiţii corespunzătoare.

În cazul staţiilor automatizate, la care nu sînt necesare manevre în timpul exploatării, întreruperea alimentării se lichidează prin dispozitivele de reanclanşare automată a rezervei.

Pe lîngă acestea, se mai prevăd unele automatizări pentru asigurarea funcţionării normale a instalaţiei, ca: anclanşarea sau declanşarea ventilatoarelor de rezervă, anclanşarea sau declanşarea bateriilor de condensatoare în funcţie de tensiune, anclanşarea sau declanşarea compresoarelor pentru aerul comprimat. În caz de avarie sau defecţiune se transmite un semnal la un punct exterior staţiei cu personal permanent de deservire (centrală sau staţie electrică, dispecer regional, centru de intervenţie) prin care se avertizează personalul de intervenţie. Automatizarea staţiilor s-a aplicat la o serie de staţii radiale de 6 şi 35 kV, de la care nu se alimentează consumatorii de gradul întîi.

Telemecanizarea s-a prevăzut pentru staţiile la care sînt necesare manevre de exploatare sau de restabilire a alimentării consumatorilor, care nu se pot realiza prin dispozitive automate. Acestea sînt, de obicei, staţii de interconexiune la care sînt necesare manevre de linii în funcţionare normală sau după avarii, manevre care se execută prin telecomandă de la un alt punct cu personal permanent de deservire, cu calificare corespunzătoare (centrală sau staţie electrică, punct de dispecer regional). Paralel cu telecomanda se prevede telesemnalizarea poziţiei întreruptoarelor staţiei, telesemnalizarea defecţiunilor care apar în funcţionarea staţiei şi telemăsura unor parametri mai importanţi (tensiune pe bare, curent pe transformatoare şi uneori pe linii).

La transformatoarele cu dispozitive de reglare sub sarcină a tensiunii se prevede telereglajul ploturilor.

Prin automatizare şi telemecanizare s-a reuşit să se exploateze staţiile fără personal permanent de deservire, ceea ce a dus la importante economii de cheltuieli de exploatare. Astfel, prin automatizarea staţiilor de 35 kV de la Orăştie şi Petreşti, cheltuielile suplimentare legate de introducerea automatizării au reprezentat circa 25% din economia anuală la fondul de salarii.

Telemecanizarea staţiilor, deşi impune investiţii mai importante, este justificată din punct de vedere economic, recuperîndu-se din economiile anuale în mai puţin de 5—6 ani. Astfel, pentru staţia de 110 kV de la Hoghiz, investiţia pentru telemecanizare reprezintă circa 110% din reducerea cheltuielilor anuale, în timp ce pentru staţiile de 60 kV de la Veşteni şi de 35 kV de la Ştefăneşti, investiţiile se recuperează numai în şase ani.

Întreg aparatajul pentru telemecanizarea staţiilor este construit în ţară de I.R.M.E.

3.3. *Serviciile de dispecer*

Pentru îmbunătăţirea condiţiilor de exploatare a sistemului energetic, în anul 1953 s-au creat mai mulţi dispeceri regionali, iar în 1954, dispecerul naţional, care coordonează activitatea dispecerilor subordonaţi.

La dispecerii regionali şi, în parte, şi la cel naţional, se primesc prin telemăsură şi telesemnalizare parametrii importanţi ai centralelor, staţiilor electrice şi liniilor de transport, ceea ce permite dispecerului urmărirea funcţionării normale a sistemului şi observarea din timp a tendinţelor de deviere de la regimul normal, care ar putea duce la avarii.

De asemenea, în cazul producerii unei avarii, dispecerul este avertizat la timp asupra cauzelor şi locului acesteia şi poate să ia măsuri pentru localizarea şi lichidarea urmărilor. Volumul de informaţii de la instalaţiile energetice la dispecer cuprinde:

— telemăsura parametrilor mai importanţi (puterea totală generată de centrale, tensiunea pe bare, circulaţia de puteri pe linii, frecvenţă);

— telesemnalizarea poziţiei întreruptoarelor principale (linii de interconexiune, transformatoare de forţă).

În prezent, o parte din punctele de dispecer regional din R.P.R. sînt utilate cu echipament de telesemnalizare şi telemăsură, funcţionînd pe circuite fizice, fabricat de I.R.M.E. În acest an urmează să se asimileze producerea echipamentelor de transmitere prin curenţi purtători de înalte frecvenţe, ceea ce va lărgi şi mai mult posibilităţile de transmitere a informaţiilor.

3.4. *Camera de comandă a dispecerului naţional*

La dispecerul naţional este prevăzută transmiterea informaţiilor sub formă de telesemnalizări şi telemăsuri de la staţiile principale din reţeaua de înaltă tensiune. Întrucît configuraţia reţelei se schimbă la apariţia oricărei staţii noi, s-a ales un sistem de reprezentare a reţelei suficient de elastic, pentru a permite orice modificare a schemei fără prejudicii de ordin funcţional sau estetic. Pe un panou central din plexiglas mat, în cadrul conturului hărţii R.P.R., se reprezintă liniile de înaltă tensiune prin tuburi luminoase, montate în spatele panoului, corespunzător situaţiei lor geografice. În funcţionare normală, tuburile corespunzătoare liniilor sub tensiune sînt aprinse. La declanşarea liniei, tubul se comută pe lumină pîlpîitoare; după anularea semnalului de către dispecer, tubul se stinge. Elementele individuale ale fiecărei staţii, a căror poziţie interesează pe dispecer, sînt reprezentate pe un panou lateral. Pentru fiecare staţie se prevede o casetă separată, demontabilă, astfel încît orice modificare în schema staţiei să se poată face uşor. Poziţia fiecărui element este semnalizată, prin lumină, de două culori (verde sau roşie). La schimbarea de poziţie a unui element, simbolul respectiv trece pe lumină pîlpîitoare, care se anulează de către dispecer.

În figura 6 este arătată concepţia camerei de dispecer cu cele două panouri de semnalizare, conform proiectului.

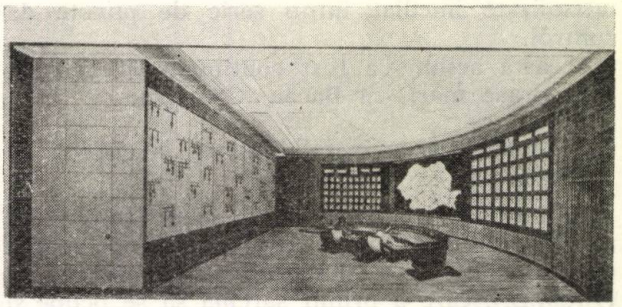


Fig. 6. Schema de concepţie a camerei dispecerului naţional.

3.5. *Telemecanizarea aprinderii iluminatului public în oraşele mari*

Extinderea reţelelor de iluminat public în oraşele mari a impus, de asemenea, adoptarea de dispozitive de telemecanizare a comenzii aprinderii şi stingerii iluminatului public.

În anul 1957 a început să se aplice dispozitive de telecomandă a aprinderii şi stingerii iluminatului public în cîteva cartiere din Bucureşti, pentru ca în prezent tot iluminatul public din acest oraş să fie telecomandat de la un punct central de dispecer. Nerespectarea comenzilor sau defecţiunile apărute în reţea sînt tele-

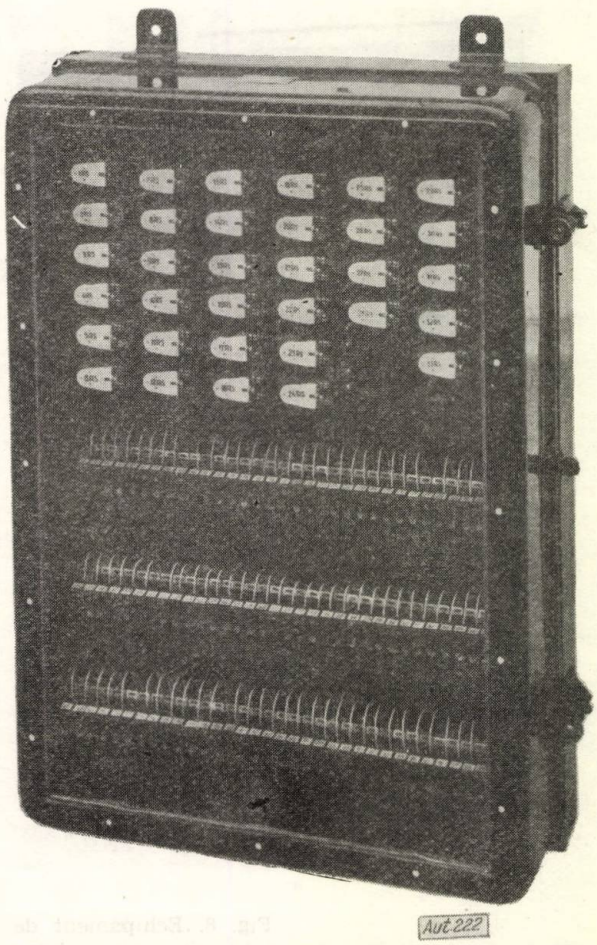


Fig. 7. Instalaţie de telemecanică cu fire multe.

mecanizate imediat într-o serie de puncte de control.

Această acţiune a fost continuată şi în celelalte oraşe mari, ca Bacău, Constanţa.

4. Modernizarea instalaţiilor şi fabricarea de aparataj

În anul 1960, pe baza Directivelor Congresului al III-lea al P.M.R. s-a înfiinţat Întreprinderea de raţionalizare şi modernizare a instalaţiilor (I.R.M.E.), care a primit sarcina să se ocupe şi cu automatizarea instalaţiilor energetice.

Astfel, I.R.M.E. a efectuat acordarea regulatoarelor în centralele termoelectrice şi a verificat aparatajul de măsurat al acestora la punerea în funcţiune. De asemenea, pentru realizarea automatizării unor instalaţii energetice s-a fabricat aparataj de automatizare de serie mică.

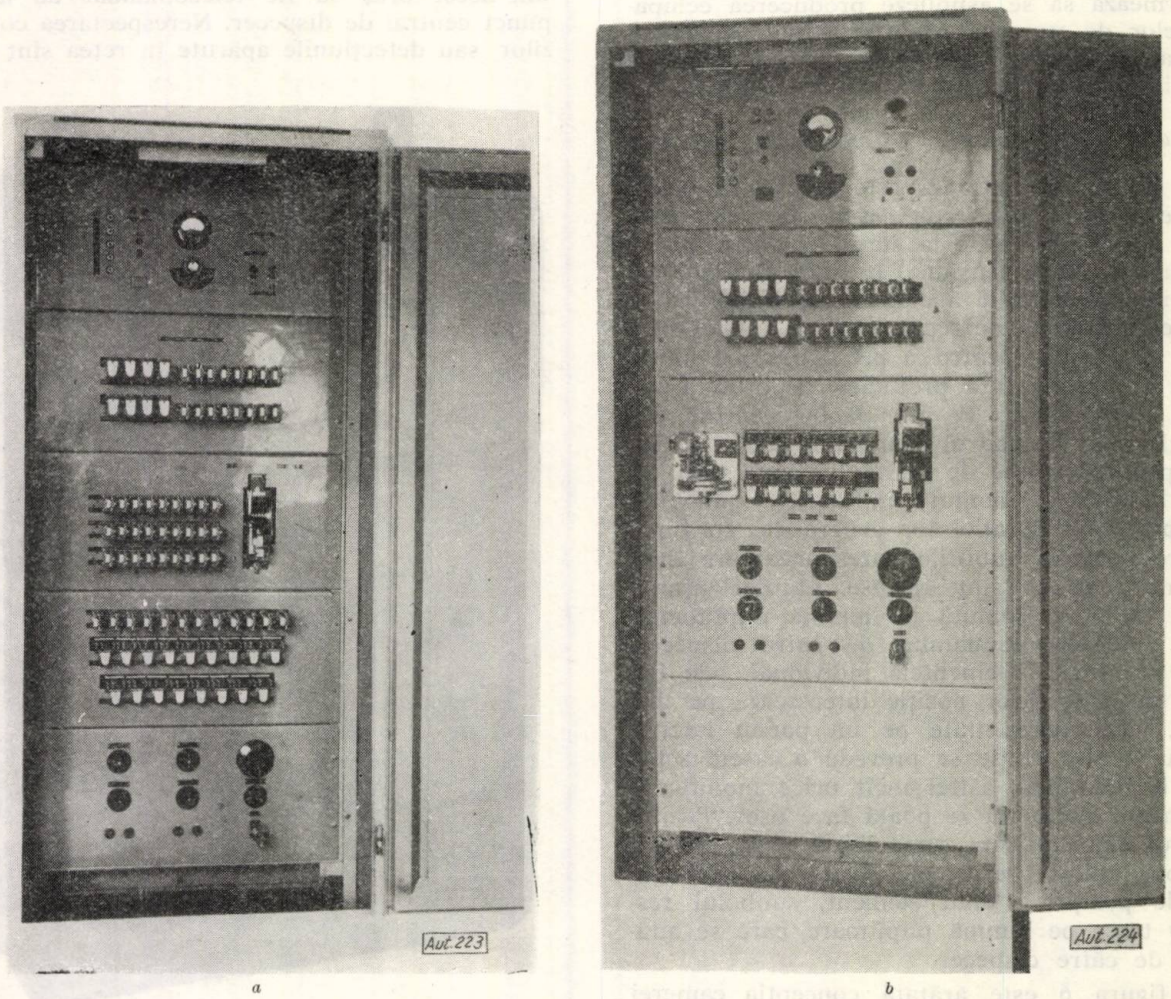
Astfel, s-au realizat regulatoarele electrohidraulice, care s-au livrat pentru a fi montate la cazane de abur de debite mici în funcţiune, ca de exemplu la centralele de la Brăila, Cîmpina etc.

La turbogrupurile din centralele existente sînt în curs de instalare relee de deplasare axială, vibrometre electronice tranzistorizate realizate în cadrul I.R.M.E. şi relee hidraulice pentru protecţia la scoaterea sarcinii.

Pentru îmbunătăţirea conducerii sistemului energetic s-a elaborat de I.R.M.E. aparataj de automatizare de serie mică ce nu intră în profilul celorlalte întreprinderi de specialitate din ţară. Astfel, în cei patru ani de la înfiinţare, s-au executat circa 500 de dispozitive pentru reanclanşarea automată rapidă a liniilor de înaltă tensiune, dispozitive pentru reanclanşarea automată a rezervei, pentru deconectarea sarcinii în funcţie de frecvenţă, dispozitive pentru reglarea automată a ploturilor la transformatoare etc.

Pentru centralele hidroelectrice s-a elaborat un dispozitiv de încărcare automată a grupurilor, care va fi utilizat pentru centralele hidroelectrice de la Moroieni, Roznov etc.

Pentru automatizarea staţiilor s-au elaborat şi sînt în curs de fabricaţie instalaţii de telemecanizare, destinate sistemelor energetice. Acestea sînt realizate cu relee şi selectoare, pe principiul schemelor cu fire multe (fig. 7) şi cu fire puţine (fig. 8).



a *b*

Fig. 8. Echipament de telemecanică cu fire puţine:
a — punct de comandă; *b* — punct comandat.

Numai între anii 1957 şi 1962, I.R.M.E. a executat instalaţiile de telemecanică cu fire multiple, destinate telemecanizării a 21 de staţii electrice de transformare şi distribuţie de 6, 35 şi 110 kV din oraşele Bucureşti, Braşov, Cluj, Galaţi etc.

În aceeaşi perioadă s-au executat de I.R.M.E. şi 14 instalaţii de telemecanică cu fire multiple pentru telemecanizarea staţiilor electrice importante de 35, 60 şi 110 kV din Bucureşti, Braşov, Cluj, Piteşti, Oradea, Timişoara etc.

În realizarea aparatajului de telemecanizare s-a urmărit mărirea siguranţei de funcţionare prin înlocuirea parţială a releelor electromagnetice prin scheme statice fără contacte.

În prezent, în cadrul aceleiaşi întreprinderi este în curs de elaborare echipament perfecţionat de telemecanică fără contacte, destinat pentru realizarea comenzilor la distanţă a centralelor în curs de construcţie pe rîul Bistriţa.

În prezent se construieşte de I.R.M.E. şi un calculator electronic, destinat să fie folosit pentru efectuarea calculelor de repartiţie a sarcinilor de la dispecerul naţional.

A fost pus în fabricaţie echipament de telefonie prin curenţi purtători de tip BLU-3, cu posibilitatea transmiterii în banda de telemecanică.

5. Asigurarea condiţiilor de exploatare a aparatajului de automatizare

În anul 1962, în cadrul centralelor au început să se organizeze laboratoare de automatizare dotate cu aparataj şi personal corespunzător, care au ca sarcină să întreţină şi să pună la punct aparatajul de măsură, control şi reglare automată, în vederea asigurării condiţiilor de funcţionare automată a echipamentului centralelor.

Astfel, sînt în funcţiune laboratoare de automatizare la Luduş, Paroşeni, Doiceşti, Borzeşti, Brazi.

Laboratoarele de automatizare sînt echipate cu aparatajul de verificare necesar şi cu instalaţiile corespunzătoare pentru efectuarea întreţinerii şi reparaţiilor întregului aparataj de automatizare a centralei.

Pentru centralele mari, în care sînt montate mii de aparate de măsură şi automatizare, un laborator de automatizare bine dotat asigură folosirea raţională a întregului fond de automatizare a centralei.

Marele număr de aparate de automatizare cu care sînt dotate centralele moderne, ca şi trecerea la funcţionarea automată a instalaţiilor principale din aceste centrale, a impus formarea unui personal calificat de supraveghere numai pentru aparatajul de automatizare. Astfel, la centralele de la Brazi, Luduş, etc., s-a prevăzut personal special de întreţinere în tură a aparatajului de automatizare, care are ca sarcină să urmărească funcţionarea corectă a instalaţiilor de automatizare şi să intervină imediat pentru înlăturarea defecţiunilor.

6. Concluzii

Realizările obţinute în anii puterii populare marchează atingerea unui nivel înalt al automatizării în industria energetică a ţării noastre.

Nivelul actual al automatizării instalaţiilor din centralele termo- şi hidroelectrice, a liniilor şi staţiilor electrice, a reţelelor de distribuţie şi a conducerii sistemului energetic a permis să se mărească siguranţa în alimentarea consumatorilor de energie şi să se îmbunătăţească indicatorii tehnico-economici ai producţiei, transportului şi distribuţiei energiei electrice.

Astfel, de exemplu, la centralele termoelectrice introducerea automatizării şi creşterea puterii unitare vor permite reducerea personalului de exploatare de la 4,9 om/MW la 0,76 om/MW (centrală cu cărbune) şi de la 3,25 om/MW la 0,36 om/MW (centrală cu gaze).

În cei 20 de ani, în afară de creşterea volumului automatizării, s-a urmărit în mod continuu utilizarea de aparataj de automatizare şi reglare automată de tip perfecţionat, la nivelul tehnicii moderne.

Pe măsura îmbunătăţirii indicilor tehnico-economici ai calculatoarelor electronice se preconizează ca acestea să fie utilizate şi în instalaţiile energetice ale ţării pentru urmărirea indicilor economici ai centralelor, exploatarea sistemului energetic şi optimizarea exploatărilor centralelor hidroelectrice de pe amenajările principalelor cursuri de apă.

Realizările dobîndite în direcţia automatizării proceselor tehnologice în industria energetică, în anii 1960—1964, cum şi lucrările care se vor efectua, se încadrează în Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. cu privire la planul de dezvoltare a economiei naţionale pe anii 1960—1965 şi la schiţa planului economic de perspectivă de 15 ani.

Ing. M. SÎRBU, ing. M. DUMA şi ing. V. CLEJA

Telemecanica industrială, automatica şi telemecanica feroviară

Dezvoltarea considerabilă în R.P.R. a ramurilor industriale caracterizate prin desfăşurarea proceselor de producţie pe teritorii mari — industria petrolului şi a gazelor naturale, energetica, transporturile feroviare şi altele — a făcut să se acorde o atenţie deosebită telemecanicii în cadrul acţiunilor de introducere a tehnicii noi.

Crearea şi dezvoltarea în anii regimului de democraţie populară a industriei electrotehnice, inclusiv a celei electronice, construirea unor întreprinderi profilate pe fabricaţia de aparatură şi piese pentru aparatură electronică şi electrică constituie o bază materială temeinică pentru dezvoltarea telemecanicii în R.P.R.

Au fost înfiinţate colective de concepţie specializate în probleme de telemecanică, a căror experienţă şi capacitate s-au dezvoltat treptat şi care au realizat lucrări de complexitate tehnică ridicată la nivelul tehnicii mondiale. Aceste colective activează în cadrul organizaţiilor de specialitate din Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini, Ministerul Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, cum şi în cadrul Ministerului Minelor şi Energiei Electrice. În cadrul acestui articol se va prezenta numai activitatea din institutele şi uzinele Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, activitate care s-a desfăşurat pe linia realizării de aparaturi complexe cu soluţii electronice statice din blocuri funcţionale interşanjabile pe circuite imprimate pe baza unor soluţii unificate.

Din considerente tehnice şi economice au fost dezvoltate atît sistemele de tip continuu (analogic), cît şi cele de tip discontinuu (numeric). În ce priveşte sistemele de tip discontinuu, au fost realizate atît sisteme cu separare în timp (cu cod de impulsuri), cît şi cu separarea în frecvenţă, fiecare avînd domenii specifice de aplicaţie avantajoasă.

O preocupare principală în elaborarea aparaturii de telemecanică a constituit-o siguranţa în funcţionare. S-a urmărit, pe de o parte, realizarea unor soluţii simple şi robuste, iar pe de altă parte, s-au elaborat procedee moderne de supraveghere automată în funcţionare a integrităţii aparaturii, cum şi elemente de comutaţie cu siguranţă la defectare.

O altă orientare modernă, promovată în telemecanica industrială din ţara noastră, o constituie automatizarea centrală, adică automatizarea funcţionării aparaturii unui post de comandă care are în subordine un număr mare de posturi de execuţie, inclusiv interpretarea automată a unor semnale, programarea automată a schimbului de semnale etc.

O preocupare susţinută a constituit-o realizarea unor procedee de codificare de stabilitate mărită la perturbaţii şi iniţierea unor soluţii principiale noi, destinate realizării unei eficacităţi superioare a transmisiei telemecanice.

Trecînd la o enumerare succintă a lucrărilor de telemecanică efectuate de unităţile din cadrul industriei electrotehnice, în colaborare cu ramurile industriale beneficiare, trebuie început cu aparatura de telemăsură (televoltmetrul, teleampermetrul, telemăsura puterilor), elaborată în anul 1956—1957 la I.C.P.E. (Institutul de cercetări electrotehnice), realizată într-un lot experimental pus în exploatare în diferite puncte ale sistemului energetic naţional şi apoi dezvoltată şi fabricată în serie în cadrul Ministerului Minelor şi Energiei Electrice.

În anul 1958—1959 a fost abordat domeniul telemăsurii mărimii neelectrice. Se aminteşte, printre realizări, aparatul static de tip compensat tip T6, aflat în exploatare în cîmpul de gaze Bazna, extinderea aplicării fiind în curs. Aparatura de teledinamometrare a sondelor de petrol în pompaj, elaborată în aceeaşi perioadă, a fost aplicată la schela petrolieră Boldeşti şi a fost preluată şi perfecţionată în cadrul lucrărilor ulterioare.

În anii 1959—1961 a fost elaborat sistemul telemecanic cu cod de impulsuri, bazat pe comutaţie electromecanică (aflat în exploatare într-o instalaţie completă în cîmpul de extracţie de gaz metan Bazna). În cadrul acestei lucrări a fost utilizat procedeul de asigurare a stabilităţii la perturbaţii prin utilizarea reacţiei în transmisia semnalelor telemecanice.

Intrarea în funcţiune în anul 1961—1962 a întreprinderii de piese radio şi semiconductoare-Băneasa a determinat orientarea cercetărilor de telemecanică pe comutaţie statică şi anume spre utilizarea cu precădere în aparatură a tranzistoarelor. În această privinţă a avut o mare importanţă elaborarea în cadrul Institutului de proiectare de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare (IPA), a elementelor tipizate de comutaţie statică, bazate pe logica „NICI", formînd ansamblul UNILOG şi cu ajutorul cărora au fost construite sistemele telemecanice care au urmat.

Cu această concepţie nouă s-a început în anii 1961—1963 elaborarea unei aparaturi de telecomandă cu cod de impulsuri integral tranzistorizate, aplicată la maşini de ridicat tip ST-212-R. Prin această aparatură concepută ca o aparatură de medie capacitate, s-au aplicat în telemecanica din R.P.R. procedeele de sincronizare start-stop, de asigurare a stabilităţii la perturbaţii prin intercorelarea unor semnale repetate şi măsuri de protejare la perturbaţii şi la defectarea elementelor aparaturii. Experimentarea pe teren a modelului elaborat a început în anul 1963 şi este în pregătire realizarea industrială.

Pe principiul sistemelor telemecanice cu separare în frecvență a fost elaborată și experimentată în exploatare în anii 1960—1962 aparatura pentru obiecte dispersate și dispersat-concentrată la mică distanță AF-300 în aplicația pentru telemecanizarea sondelor de petrol în pompare AF-311. Această aparatură realizată la performanțe de nivel superior a fost pusă în fabricație la uzina „Electromagnetica" în anul 1962—1963 și dată în exploatare industrială în anul 1963 la schela Moinești, introducerea ei fiind în curs de extindere.

Concepția de realizare pe bază de blocuri funcționale tipizat a permis ca în cursul anului 1963 să se elaboreze o variantă a aparaturii indicate pentru telemecanizarea procesului de extracție a gazelor naturale. În anul 1964 se încheie asimilarea industrială realizată în 1963 pentru o parte a aparaturii și se realizează prima instalație într-un cîmp de extracție de gaze.

În ce privește aparatura de telemecanică industrială, a cărei elaborare este în curs în I.P.A., se va menționa aparatura de telemecanică cu cod de impulsuri pentru mare capacitate de transmisie, a cărei elaborare a început în anul 1962. Această aparatură se va concretiza în acest an într-o aparatură de telemăsură numerică și telesemnalizare ciclică pentru conducte magistrale de gaze naturale cu transmisie pe canale telegrafice normalizate și se va experimenta în explotare în anul 1965.

Aparatura elaborată va putea fi aplicată și în alte domenii industriale, de exemplu în sistemul energetic, unde telemăsura ciclică numerică este deosebit de avantajoasă și actuală.

În ceea ce privește telemecanica feroviară, realizările întreprinderilor din cadrul M.I.C.M. s-au axat pînă în prezent pe următoarele direcții:

— asimilarea în fabricație pe bază de documentație străină, a echipamentelor cu relee electromagnetice necesare la centralizările electrodinamice în stații. Aceste produse realizate în cadrul uzinelor „Electromagnetica" sînt aplicate pe larg în cadrul lucrărilor de automatizare de la C.F.R., cum și de alți beneficiari;

— elaborarea în I.C.P.E., apoi în I.P.A., în colaborare cu specialiști din M.T.T. și asimilarea în fabricație curentă a echipamentelor telemecanice tranzistorizate necesare în centralizarea de tip dispecer care permite telecomanda și telecontrolul unui număr pînă la 20 de stații de la un singur post central, avînd în total 840 obiecte diferite.

Această aparatură asimilată la uzinele „Electromagnetica" s-a omologat în serie zero pe baza exploatării experimentale pe porțiunea Brașov — Stupini. Blocurile canalului de emisie-recepție și majoritatea blocurilor logice sînt realizate pe bază de tranzistoare. O parte din blocurile logice cu specific feroviar sînt realizate cu relee electromagnetice de tipul feroviar.

În prezent, la I.P.A. au loc cercetări cu privire la tranzistorizarea completă a acestui echipament.

În cadrul I.P.A. s-au efectuat, după cum s-a arătat anterior, cercetări cu privire la siguranța de funcționare a aparaturii telemecanice, aspect cu o importanță deosebită la instalațiile feroviare.

În acest domeniu al telemecanicii feroviare, în afară de studiul siguranței în funcționare din punctul de vedere al reducerii numărului de defectări, s-a abordat și s-au obținut realizări importante în problema evitării catastrofelor, în cazul defectării elementelor constitutive ale schemei. Acest tip de siguranță în funcționare a fost denumit „siguranță la defectare" (echivalent cu termenul englez fail-safe). În cadrul I.P.A. s-a elaborat un sistem de comutație statică cu siguranță la defectare aplicabil atît la automatizările feroviare, cît și în alte domenii care necesită acest tip de siguranță și care urmează să fie experimentat în exploatare.

Dispunînd în prezent de un bagaj de soluții tehnice variate și de experiențe reușite de aplicare a lor în diferite domenii, o preocupare actuală importantă o constituie analizarea sistematică și aprofundată, pe bază de studii tehnico-economice, a căilor de introducere a telemecanicii în diferitele domenii ale economiei noastre naționale.

Conf. ing. ROMAN STERE

Fabricarea dispozitivelor semiconductoare în R.P.R. și perspectivele dezvoltării în acest domeniu

Crearea, prin grija partidului și guvernului nostru, în anii 1961—1962 a întreprinderii de piese radio și semiconductoare–Băneasa reprezintă unul din aspectele traducerii în viață a saricinilor stabilite de Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. privind extinderea mecanizării și automatizării producției, înzestrarea noilor întreprinderi cu utilaj și agregate la

nivelul celor mai noi realizări ale tehnicii mondiale, aplicarea în producţie a procedeelor tehnologice moderne.

Numai crearea unei puternice baze industriale proprii de dispozitive semiconductoare şi piese radio a permis introducerea pe scară din ce în ce mai largă, în industria noastră, a electronicii, ca mijloc eficient al tehnicii noi.

Paralel cu crearea acestei baze industriale s-au dezvoltat o serie de cercetări şi lucrări de asimilare a unor produse noi, care au început să-şi arate din plin roadele.

În cele ce urmează, se va prezenta succint situaţia actuală a fabricaţiei dispozitivelor semiconductoare în R.P.R. (ca tipuri, performanţe, domenii de aplicaţii şi tehnologie), după care se vor expune perspectivele de dezvoltare în acest domeniu în ţara noastră.

Situaţia actuală a fabricaţiei

Tipurile fundamentale de dispozitive semiconductoare care se fabrică actualmente la I.P.R.S. sînt:

— diode cu contacte punctiforme, cu germaniu;

— diode cu joncţiuni, aliate, redresoare de medie putere, cu germaniu şi siliciu;

— diode stabilizatoare de tensiune cu siliciu;

— tranzistoare cu joncţiuni, aliate, de joasă frecvenţă, mică, medie şi mare putere, cu germaniu; de înaltă frecvenţă şi de mică putere, cu germaniu;

— termistoare disc.

La Uzina „Electromagnetica" se fabrică celule redresoare cu seleniu.

Se vor prezenta în continuare fiecare dintre aceste tipuri principale de dispozitive.

Diodele cu contact punctiform

Aceste diode sînt realizate cu Ge tip *n* şi fir de tungsten, încapsulate în sticlă, în construcţie subminiatură (diametrul de 2,3 mm l = 7 mm). În funcţie de rezistivitatea germaniului utilizat (între 0,4 şi 3 Ω cm) se obţin o tensiune inversă între 10 şi 100 V şi un curent direct între 3 şi 9 mA la 1 V, curentul mediu redresat fiind de 30 mA maximum. Frecvenţa limită a acestui tip constructiv de diodă este de ordinul a 50—100 MHz, iar principala lui utilizare este ca detector în radioreceptoare şi televizoare.

Diodele cu joncţiuni aliate, redresoare de medie putere

1. *Diodele aliate cu Ge.* Toate dispozitivele cu Ge care se fabrică la I.P.R.S. inclusiv aceste redresoare sînt cu joncţiunile *p-n* realizate prin aliere şi utilizează ca material de plecare monocristale de Ge tip *n* (dotat cu Sb), ceea ce permite ca alierile să se facă cu indiu.

Tensiunea inversă de vîrf admisibilă a acestor redresoare cu germaniu este de 100 V (corespund unei tensiuni de străpungere în avalanşă a joncţiunii de peste 250—300 V), iar curentul mediu redresat este de 5—7 A, fără răcire forţată, şi 12—15 A, cu răcire forţată, bineînţeles dioda fiind fixată pe o aripioară de răcire.

Principala lor aplicaţie o constituie instalaţiile redresoare de joasă tensiune, în care căderea de tensiune directă mică, specifică diodelor cu Ge (0,5—0,7 V la curentul nominal), asigură obţinerea unor randamente de redresare ridicată.

2. *Diode aliate cu Si.* Se pleacă de la monocristale de sticlă de tip *n*, cu rezistivitate de pînă la 300 Ω cm, realizate în ţară. Joncţiunile se realizează prin aliere, cu fir de aluminiu. Încapsularea se face în capsule metalice — similare celor utilizate pentru tranzistoare. Tensiunea inversă de vîrf admisibilă a acestor diode este de 50 pînă la 600 V, curentul mediu redresat fiind de pînă la 0,3 A.

Principalele aplicaţii: alimentarea de la reţea a diverselor circuite şi aparate electronice cu tranzistoare sau tuburi electronice.

Diode stabilizatoare de tensiune cu Si

Cunoscute şi sub denumirea de „diode zener" — au largi aplicaţii ca elemente de referinţă pentru stabilizarea tensiunii în circuitele cu tranzistoare. Au o construcţie şi o tehnologie identică cu cea a diodelor redresoare cu siliciu menţionate, diferind de acestea prin rezistivitatea siliciului folosit (aici este de ordinul 0,01 Ω cm).

Se fabrică o gamă de tipuri pentru stabilizarea unor tensiuni între 5 şi 20 V, curentul maxim fiind limitat în fiecare caz de puterea disipată admisibilă — 300 mW la 25°C temperatura ambiantă.

Tranzistoare de joasă frecvenţă şi mică, medie şi mare putere

Aceste tranzistoare constituie trei familii de tranzistoare aliate, de tip *p-n-p*, care diferă între ele prin diametrele joncţiunilor şi prin construcţie, aceasta din urmă fiind adaptată puterii disipate ce trebuie evacuată sub formă de căldură.

În interiorul fiecărei familii, tipurile denumite diferit, se selectează după valorile amplificărilor de curent static sau dinamic.

1. *Tranzistoarele de mică putere* (200 mW putere disipată) sînt încapsulate în oţel, kovar şi sticlă, dimensiunile capsulei fiind cu diametrul = 4,7; l = 10,8; curentul maxim admisibil este de 250 mA, amplificările de curent între 20 şi 150 (cu limitele mai restrînse pe fiecare tip şi sub tip) şi frecvenţa de tăiere 1—2,5 MHz.

Tensiunea maximă nominală în montajul cu emitorul la masă este de 24 V, iar prin triere specială în impulsuri se sortează pentru apli-

caţii în automatică şi tranzistoare cu tensiuni nominale mai înalte. Aceste tranzistoare sînt de utilitate universală.

2. *Tranzistoarele de medie putere* (350 mW putere disipată, fără aripioară de răcire şi 550 mW cu aripioară de răcire), încapsulate tot în oţel, kovar şi sticlă, au dimensiuni mai mari (diametrul = 8,6 ; l = 10,1). Construcţia interioară asigură totodată o mai bună evacuare a căldurii de la joncţiunea bază-colector spre capsulă.

Curentul maxim admisibil — 500 mA, limitele de tensiune, amplificarea şi frecvenţa de tăiere, fiind similare celor ale tranzistoarelor de mică putere, sînt destinate etajelor cu putere utilă de ieşire de 1—2 W.

3. *Tranzistoarele de mare putere* (30—45 W putere disipată la temperatura capsulei de 25°C) au nu numai joncţiuni sensibil mai mari (diametrul colector = 3 mm), dar şi o construcţie diferită, în capsulă de cupru, cu joncţiunea colectorului lipită nemijlocit de capsulă, construcţie care asigură o rezistenţă termică interioară mică (2—1,5°C/W) necesară pentru atingerea limitelor de putere disipată menţionate.

Pentru această din urmă familie de tranzistoare $I_{C\ max}$ = 3 şi 6 A ; $U_{cb\ max}$ = 40—80 V ; f = 0,3 MHz.

Ele sînt utilizate în amplificatoare de putere, în automatizări ca amplificatoare finale audio şi pentru diverse convertizoare de tensiune.

Tranzistoare cu joncţiuni, aliate şi aliate-difuzate (drift) de înaltă frecvenţă şi de mică putere, cu germaniu

1. *Tranzistoarele de înaltă frecvenţă aliate* care se fabrică la I.P.R.S., prin diametrele lor mici asigurate joncţiunilor emitor şi colector şi prin grosimile mici ale bazei ($\approx 10/\mu$), permit atingerea unor frecvenţe limită de 13—15 MHz, la valori mici ale capacităţilor joncţiunilor. Sînt destinate în special etajelor de frecvenţă intermediară din radioreceptoare, dar pot fi utilizate şi ca elemente de comutare rapide, avînd $I_{C\ max}$ = 150 mA, P_d = 150 mW.

2. *Tranzistoarele drift*, care sînt realizate prin aliere pe o plăcuţă de Ge în care s-a obţinut în prealabil un gradient de impurităţi prin difuzia arsenului, datorită cîmpului intern creat în bază, permit atingerea unei frecvenţe maxime de 30—40 MHz.

Sînt destinate etajelor schimbătoare de frecvenţă din radioreceptoare şi frecvenţă intermediară din televizoare.

Termistoare disc

Sînt realizate prin sinterizare din amestecuri de oxizi de Mn, Zn, N, Co, Cu, a căror fabricare a început la I.P.R.S. în anul 1963 pe baza unor elaborări proprii, în colaborare cu Institutul de fizică — Bucureşti. Au o rezistenţă la 25°C de 50—200 Ω şi un coeficient de temperatură a rezistenţei de 4—5%/°C. Sînt destinate în special compensării cu temperatura a circuitelor cu tranzistoare.

Pentru fabricarea tuturor acestor tipuri de dispozitive, I.P.R.S. dispune de instalaţii şi utilaje moderne, în mare măsură mecanizate sau automatizate, care asigură o producţie la nivelul performanţelor tehnicii mondiale.

Dintre utilajele specifice se vor aminti spre exemplificare următoarele :

— instalaţiile de tras cristale, dintre care aceea în vid, de construcţie originală, permite obţinerea unui lingou monocristalin de Ge de pînă la 500 g, cu o variaţie a rezistivităţii pe o lungime mai mică de 10% ;

— instalaţiile de şlefuire şi de sortare în grosime a plăcuţelor de germaniu, asigură în mod reproductibil plăcuţe cu grosimi între 50 şi 150 μ, cu o precizie de 1/μ ;

— maşini automate pentru fabricarea anozilor şi catozilor diodelor cu contacte punctiforme, maşini de mare productivitate pentru închiderea diodelor ;

— maşinile de poziţionare permit asamblarea mecanizată simultană a pînă la 48 tranzistoare, în casete de poziţionare din grafit, în vederea alierii ;

— cuptoarele tunel de alire în atmosferă de hidrogen, asigură o stabilitate a temperaturii mai bună de 1°C între 500—540°C şi ciclu termic riguros controlat ;

— maşinile de montaj şi sudură a conexiunilor cu jet de azot fierbinte sub microscop stereoscopic permit fixarea conexiunilor pe joncţiuni cu diametrul = 120—160μ ;

— instalaţii şi incinte speciale cu aer purificat uscat pentru tratarea corectă şi stabilizarea suprafeţei tranzistoarelor înainte de încapsulare, în vederea protejării feţelor acestora de contaminare cu impurităţi în timpul fabricaţiei ;

— o aparatură specială, oscilografică, pentru controlul individual intermediar şi final după mulţi parametri ai diodelor şi tranzistoarelor în încăperi climatizate, cu temperatura menţinută la 25°C ± 1° şi umiditatea controlată, asigură verificarea şi sortarea riguroasă a întregii producţii ;

— instalaţii auxiliare pentru asigurarea fluidelor de înaltă puritate, folosite la întregul proces de fabricaţie ca : instalaţie pentru producerea apei deionizate, asigurînd o rezistivitate mai mare de 5 M Ω cm ; instalaţie pentru purificarea hidrogenului şi azotului cu conţinut mai mic de 10^{-5} oxigen ; instalaţie de comprimare pentru aer purificat şi dispozitive de uscare a aerului pînă la un punct de rouă mai scăzut de —40°C.

Se menţionează că amplasarea uzinei este făcută în imediata vecinătate a pădurii Băneasa, pentru a dispune de o atmosferă necontaminată de praf sau fum industrial.

De asemenea, întreaga construcţie este concepută şi realizată în aşa fel încît să asigure condiţii şi posibilităţi optime de curăţenie, specifice industriei de semiconductoare.

Celule redresoare cu seleniu

În cadrul Uzinei „Electromagnetica" funcţionează o secţie modernă pentru fabricarea celulelor redresoare cu seleniu. Tehnologia de fabricaţie, folosind metoda depunerii de straturi succesive de bismut, seleniu, taliu, staniu-cadmiu, prin evaporarea în vid, a fost elaborată în ţară, iniţial la Institutul de cercetări electrotehnice, apoi perfecţionată şi definitivată de uzină. Se fabrică actualmente celule cu o densitate de curent de 50—75 mA/mm², fără răcire forţată, la tensiuni inverse admisibile pe celulă de 25—35 V eficace. Dimensiunea maximă a celulelor este de 100 × 200 mm.

Perspective de dezvoltare

O dată cu această modernă bază de fabricaţie, la I.P.R.S. s-a creat şi o puternică bază de cercetare în domeniul dispozitivelor semiconductoare.

Suprafaţa netă totală afectată laboratoarelor şi liniei pilot de dispozitive semiconductoare depăşeşte actualmente 1 000 m², în încăperi special amenajate cu toate instalaţiile auxiliare şi fluidele de înaltă puritate necesare şi cu un mobilier proiectat şi executat anume pentru a se adapta specificului lucrărilor.

Personalul care lucrează în acest domeniu, compus din ingineri, fizicieni şi tehnicieni de înaltă calificare ştiinţifică şi tehnică dispune de aparate şi utilaje moderne, care sînt mereu completate cu tot ce este mai important şi mai nou.

Direcţiile principale în care se desfăşoară lucrările de dezvoltare a I.P.R.S. sînt:

— înlocuirea treptată a materiilor prime din import cu materii prime din ţară;

— evaluarea şi îmbunătăţirea siguranţei în funcţionare a dispozitivelor semiconductoare; stabilirea limitelor performanţelor acestor dispozitive;

— urmărirea şi îmbunătăţirea randamentelor în fabricaţia dispozitivelor semiconductoare;

— elaborarea şi asimilarea de construcţii şi tehnologii noi de dispozitive semiconductoare pentru acoperirea necesarului de sortimente, în vederea tranzistorizării complete a radioreceptoarelor şi televizoarelor şi a lărgirii aplicaţiilor profesionale, în special în automatică.

În cadrul problemei amintite menţionăm că, în special prin sprijinul M.I.P.C., s-a putut trece la înlocuirea cu produse din ţară a peste 100 materii prime şi auxiliare, care se aduceau iniţial din import, multe din acestea reprezentînd substanţe de foarte înaltă puritate, produse industriale fabricate pentru prima dată în ţara noastră.

În cadrul problemei de evaluare şi îmbunătăţire a siguranţei în funcţionare s-au efectuat o serie de lucrări pentru stabilirea limitelor de putere ale diodelor şi tranzistoarelor I.P.R.S., studiindu-se dependenţa acestei limite de regimul de funcţionare şi elaborîndu-se metodica şi aparatura pentru măsurarea rezistenţei termice a unora dintre dispozitive.

S-au efectuat o altă serie de lucrări pentru stabilirea limitelor de tensiune ale tranzistoarelor I.P.R.S., studiindu-se teoretic şi experimental aceste limite în funcţie de configuraţia de circuit şi regimul de lucru.

În continuare se studiază comportarea de durată în sarcină a tranzistoarelor, în vederea îmbunătăţirii în timp a parametrilor tranzistoarelor destinate aplicaţiilor în automatizări şi telemecanică.

În cadrul celei de-a treia probleme amintite, a îmbunătăţirii randamentelor de fabricaţie, adică a obţinerii unei cît mai mari proporţii de produse bune, încadrîndu-se în limite strînse de performanţe (problemă specifică şi majoră a acestui gen de producţie), lucrările se referă la studiul influenţei diferiţilor parametri ai procesului tehnologic asupra caracteristicilor dispozitivelor obţinute. Factorul cel mai important care se ia în consideraţie constă în tratamentul şi comportarea sprafeţei semiconductorului, în diversele etape ale fabricaţiei. Printr-o serie de îmbunătăţiri constructive şi tehnologice aduse în fabricaţia tranzistoarelor, randamentele de fabricaţie ale acestora au crescut simţitor în ultimul an, concomitent cu reducerea consumului specific de germaniu.

În cea de-a patra direcţie amintită, elaborarea de dispozitive şi tehnologii noi, efortul principal al laboratoarelor de dispozitive semiconductoare ale I.P.R.S. se îndreaptă spre elaborarea şi asimilarea dispozitivelor cu siliciu.

În continuare se dau cîteva realizări principale.

a) Elaborarea unei serii unitare de celule redresoare de putere cu silicu, pentru curenţi între 1 şi 100 A. Tehnologia adoptată actualmente este aceea a alierii cu aluminiu şi aurstibiu pe siliciul de tip *n*, cu rezistivitatea de pînă la 300 Ω cm sau de tip *p* pînă la 1 000Ω cm, obţinut prin purificarea zonară în ţară.

Fazele de laborator pentru principalele tipuri ale seriei unitare şi faza pilot, pentru tipurile de 50 şi 100 A, fără răcire forţată, au fost încheiate cu bune rezultate la Institutul de cercetări electrotehnice; actualmente personalul şi utilajele aferente au fost transferate la I.P.R.S. pentru pregătirea şi începerea fabricaţiei de serie.

Atît pentru diodele cu siliciu de mică putere, cît şi pentru cele de mare putere, se studiază în continuare trecerea la formarea joncţiuni-

lor prin difuzie, ceea ce va permite obţinerea unor performanţe mai bune şi mai uniforme.

A început totodată elaborarea celulelor redresoare de putere cu electrod de comandă.

b) Se găseşte în stadiul final de elaborare un tranzistor cu siliciu de înaltă frecvenţă şi medie putere (5 W, 5 MHz) realizat în structură mesa, prin triplă difuzie.

Elaborarea acestui din urmă dispozitiv, foarte complex, a comportat rezolvarea şi asimilarea unor procedee tehnologice moderne, cum sînt: difuzia selectivă a impurităţilor donoare şi acceptoare în siliciu, mascarea fotolitografică, alieri de straturi subţiri depuse prin evaporarea în vid, corodarea mesa şi altele, care se aplică în egală măsură şi dispozitivelor moderne de înaltă frecvenţă cu Ge, în special tranzistoarelor mesa cu Ge, a căror asimilare în fabricaţie la I.P.R.S. este şi ea prevăzută în viitor.

Se menţionează că, în afară de tranzistoare, este în curs de asimilare fabricaţia fotodiodelor cu Ge, plecînd de la tehnologia elaborată de I.F.B. în colaborare cu I.P.R.S.

Construcţia fotodiodelor este adaptată utilajelor existente la I.P.R.S., iar performanţele sînt comparabile celor realizate în tehnica mondială. Se studiază, de asemenea, în colaborare cu I.F.B. posibilitatea asimilării diodelor tunel cu germaniu.

Pentru a crea premisele asimilării celor mai moderne dispozitive cu Ge şi Si, pentru frecvenţe înalte şi comutare rapidă, la I.P.R.S. a început studiul creşterilor epitaxiale de Ge şi Si, fiind organizat şi înzestrat un laborator special în acest scop.

Această tehnologie modernă tinde a simplifica fabricaţia dispozitivelor semiconductoare permiţînd realizarea unor dispozitive principale noi, cu efect de cîmp, cu avantaje importante faţă de actualele tranzistoare, constituind una dintre etapele realizării circuitelor microelectronice.

Crearea şi dezvoltarea industriei de dispozitive semiconductoare în ţara noastră la nivelul tehnicii mondiale, realizările obţinute şi perspectivele lucrărilor de cercetare şi elaborare de noi tipuri moderne de dispozitive, care se desfăşoară plecînd de la baza materială şi tehnică creată, ilustrează încă o dată justeţea ideilor călăuzitoare ale politicii partidului şi guvernului nostru în domeniul dezvoltării tehnice, aşa cum au fost expuse de tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej la Conferinţa organizaţiilor de partid a oraşului Bucureşti, în februarie 1964: „...Acest exemplu este demn de urmat şi de cercetătorii din alte domenii ale ştiinţei, îndeosebi de cele legate nemijlocit de producţie, adoptîndu-se ferm principiul de a nu se începe totul de la „A", ci de a se porni de la ceea ce este deja cucerit de gîndirea ştiinţifică şi de practica contemporană, îmbogăţindu-le prin proprii cercetări şi aplicîndu-le la cerinţele dezvoltării noastre economice".

Ing. R. DUMITRESCU

Dezvoltarea electronicii nucleare în anii puterii populare

În ultimul timp electronica a cunoscut o impetuoasă dezvoltare. Dacă numai cu cîtva timp în urmă electronica se dezvolta doar în cîteva direcţii, astăzi a pătruns în toate domeniile. Este binecunoscută contribuţia acestei tinere discipline în medicină, în diferite ramuri industriale, în planificarea şi coordonarea diferitelor activităţi, în cosmonautică etc.

În fizica atomică şi nucleară, deşi domenii mai noi, electronica s-a impus de la început. În dezvoltarea ei, fizica nucleară experimentală a folosit cele mai avansate noţiuni din aproape toate domeniile, dar este unanim recunoscut faptul că electronica a adus cea mai importantă contribuţie în această dezvoltare. Astăzi, în orice laborator de fizică nucleară electronica are o pondere de peste 60%.

Este firesc să se pună întrebarea: care au fost elementele care au facilitat pătrunderea atît de adîncă a electronicii în cercetările experimentale de fizică nucleară? În continuare sînt date cîteva dintre aceste elemente.

Traductoarele care pun în evidenţă prezenţa radiaţiilor nucleare furnizează, în general, mărimi electrice sub influenţa acestor radiaţii. Într-adevăr, majoritatea detectoarelor de radiaţii realizează această transformare. Deşi în unele detectoare, radiaţiile sînt percepute sub forma unor impulsuri luminoase, în ultimă instanţă se face transformarea impuls luminos-impuls electric, cu care se lucrează mai departe.

Impulsul electric obţinut din aceste detectoare conţine o cantitate foarte mare de informaţie asupra radiaţiei incidente, cum ar fi: natura ei, energia, legături de timp etc.; această informaţie poate fi uşor prelucrată în instalaţii electronice.

Măsurările efectuate cu instalaţiile electronice au atins un foarte înalt grad de precizie.

Ar mai fi de amintit viteza foarte mare de culegere a informaţiei şi de prelucrare a ei.

Elementele de electronică, grupate în jurul fizicii nucleare experimentale, au dat naştere unei ramuri noi, numită electronică nucleară.

La noi în ţară, datorită politicii partidului şi guvernului, s-au creat condiţiile de dezvoltare a acestor domenii de activitate. Astfel a luat fiinţă Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R., ca principală unitate nucleară, cu o dotare remarcabilă, în care se dezvoltă la nivel mondial cercetările fundamentale şi cele cu caracter aplicativ în domeniul fizicii nucleare. Treptat, introducerea aplicaţiilor radioizotopilor în celelalte domenii de activitate a dus la apariţia a numeroase alte unităţi nucleare.

În acest articol se trec în revistă, pe scurt, o serie de realizări obţinute în eletronică, legate de acest specific.

În funcţie de necesităţi, aparatura şi tehnica electronică din domeniul fizicii atomice şi nucleare au fost orientate în trei direcţii mai importante.

1. Aparatură standard de laborator necesară fizicii nucleare experimentale şi altor domenii în care se folosesc radioizotopii.

2. Aparatura, în general, portabilă pentru aplicaţiile radioizotopilor în industrie.

3. Aparatură şi tehnică specifică pentru experienţe cu caracter fundamental în fizica nucleară.

La Institutul de fizică atomică a luat fiinţă o secţie de construcţii de aparate electronice, cu cadre foarte bine pregătite, în care se fabrică aparatele din primele două categorii.

Aparatura specifică este executată în alte laboratoare şi are mai mult un caracter experimental.

Aparatură standard de laborator şi pentru aplicaţiile radioizotopilor

Aparatura standard de laborator cuprinde blocuri, aparate de sine stătătoare, cu funcţiuni bine definite, capabile să intre în diferite instalaţii complexe folosite în studiul fenomenelor nucleare.

Pentru început, se amintesc, pe scurt, redresoarele stabilizate, care acoperă o mare gamă de tensiuni şi curenţi, avînd cîteva destinaţii specifice :

— redresoare obişnuite cu tensiuni fixe în domeniul 100—300 V sau variabile pentru alimentarea diverselor montaje electronice de laborator. Aceste redresoare sînt prevăzute şi cu tensiunile clasice de alimentare a filamentelor, iar unele dintre ele pot furniza şi o tensiune negativă variabilă pentru polarizări ;

— redresoare stabilizate de înaltă tensiune, pentru alimentarea diferitelor tipuri de detectoare. Aceste aparate au cerinţe foarte severe în ceea ce priveşte tensiunea pulsatorie reziduală şi stabilitatea tensiunii furnizate ; astfel, de exemplu, un asemenea redresor, alimentînd un contor cu scintilaţie care comportă un fotomultiplicator, trebuie să prezinte o stabilitate relativă a tensiunii, de ordinul 10^{-4}, pentru ca răspunsul fotomultiplicatorului să nu prezinte variaţii mai mari de 0,5%. Un asemenea aparat este sursa de înaltă tensiune, „Cuanta" tip AG (fig. 1).

Ar mai fi de amintit redresoarele de tensiune joasă necesare alimentării montajelor cu

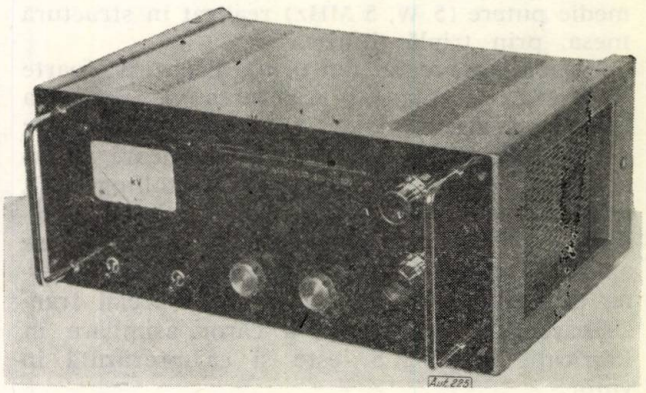


Fig. 1. Redresor stabilizat 600—2000 V „Cuanta" tip A G.

tranzistoare ; un astfel de redresor poate da o tensiune pozitivă sau negativă reglabilă în trepte şi fin între 0 şi 24 V, cu un curent maxim de 2 A.

O altă categorie de aparate folosite în domeniul fizicii nucleare experimentale o constituie amplificatoarele de impulsuri. S-a arătat că impulsurile obţinute de la detectoarele de radiaţii conţin date asupra diferiţilor parametri ai radiaţiei studiate. În general însă, detectoarele dau impulsuri de amplitudine foarte mică, ceea ce impune necesitatea acestor amplificatoare. În funcţie de informaţia care trebuie să fie extrasă din impuls, aceste amplificatoare pot fi grupate în două categorii.

— amplificatoare liniare ; foarte multe tipuri de detectoare de radiaţii dau amplitudini de impuls proporţionale cu energia cedată de radiaţia respectivă în contor, deci aceste amplificatoare trebuie, în primul rînd, să aibă o foarte bună liniaritate pentru a prezerva proporţionalitatea cu energia. În plus, aceste amplificatoare trebuie să lucreze la cadenţe de repetiţe a impulsurilor foarte ridicate (de ordinul 10^5 imp/s) şi să fie „neîncărcabile" adică, impulsuri foarte mici să fie amplificate corect în prezenţa unor impulsuri de amplitudine mare ;

— amplificatoare pentru impulsuri rapide (cu fronturi foarte bune) ; în multe experienţe se determină anumite corelaţii temporale între diferite particule nucleare. Pentru a face astfel de măsurări în domeniul 10^{-8}—10^{-9} s este necesară amplificarea unor impulsuri foarte înguste ca durată şi cu fronturi foarte bune (numite uneori impulsuri „rapide"). De aici, necesitatea unor astfel de amplificatoare, care au bandă de frecvenţă mergînd pînă la sute de MHz ; ele sînt de tipul amplificator distribuit şi nu au nici o cerinţă asupra liniarităţii.

În atelierele I.F.A. se construiesc astfel de amplificatoare. Din prima categorie face parte amplificatorul liniar de impulsuri „Cuanta" tip LC (fig. 2) care are următoarele caracteristici: factor de amplificare 20 000; frecvența maximă a impulsurilor la intrare mai mare ca 250 kHz; semnalul maxim de ieșire ± 100 V; amplificatorul nu se supraîncarcă pentru un raport de 100 : 1 în semnalul de intrare.

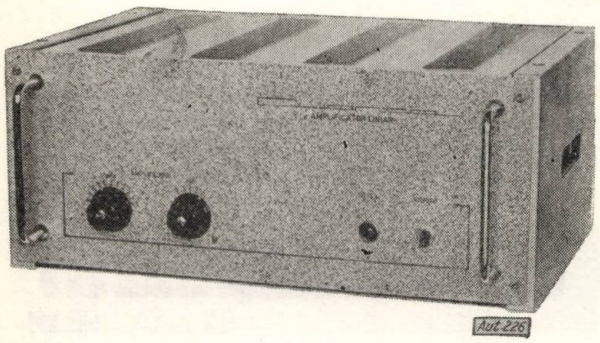


Fig. 2. Amplificator liniar de impulsuri „Cuanta" tip. LC.

Din categoria amplificatoarelor distribuite face parte aparatul „Cuanta" tip AD 150 M (fig. 3), care are următoarele caracteristici: factor de amplificare 10; bandă de frecvență de la 10 kHz — 150 MHz.

Selectarea după amplitudine a impulsurilor este o problemă foarte importantă în studiul proceselor nucleare; se poate face selectarea integrală a unor impulsuri care depășesc un prag de amplitudine (discriminatoare integrale) sau selectarea diferențială a unor impulsuri cu amplitudini cuprinse între două limite (discriminatoare diferențiale sau analizoare monocanal) sau în sfîrșit analizarea după amplitudini a unui spectru complex. Avînd în vedere

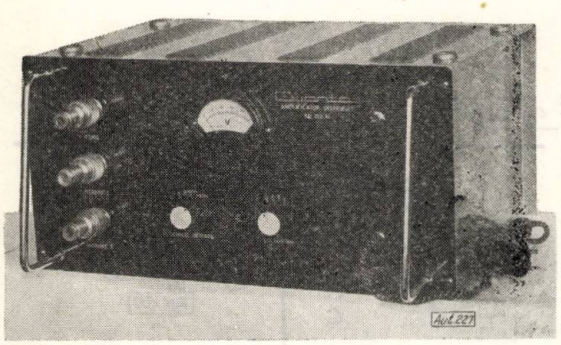


Fig. 3. Amplificator distribuit „Cuanta" tip. AD 150 M.

calitatea amintită unor detectoare de radiații, cu această categorie de aparate se poate studia distribuția energetică a particulelor nucleare, fapt de o deosebită importanță pentru fizica nucleară experimentală. În atelierele I.F.A. s-au construit asemenea aparate dintre care se remarcă ana-

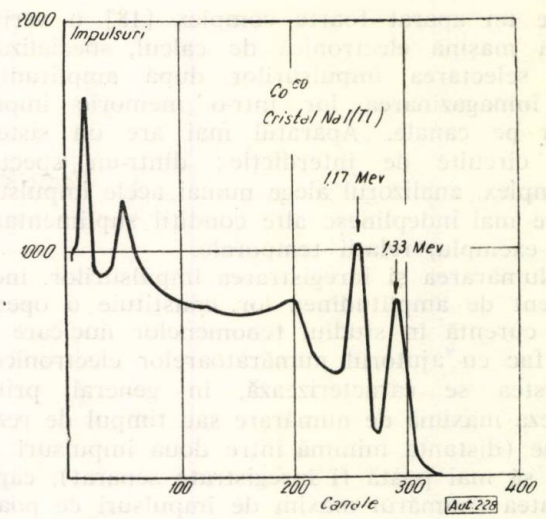


Fig. 4. Spectrul energetic al unei surse de Co^{60} într-un contor cu scintilație.

lizorul de amplitudine monocanal „Cuanta" tip IW.

Pentru experiențele în care se determină spectrul energetic al unei radiații, adică numărul de impulsuri în funcție de energia lor (fig. 4), se utilizează analizoarele de amplitudine multicanale. Un asemenea aparat construit în atelierele I.F.A. este analizatorul de amplitudine cu 64 canale, cu memorie electrostatică (pe tub catodic) tip AS (fig. 5). Acesta

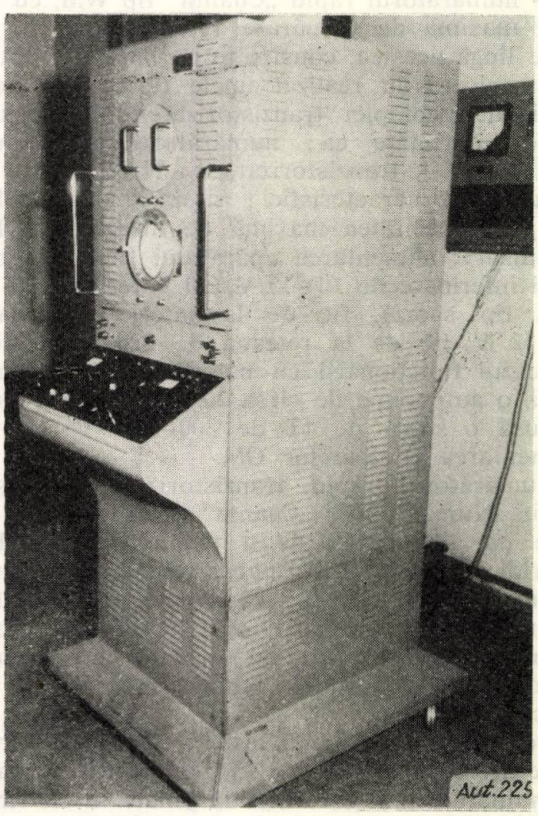


Fig. 5. Analizor de amplitudine cu 64 canale tip AS.

este un aparat foarte complex [18] o veritabilă maşină electronică de calcul, specializată pe selectarea impulsurilor după amplitudine şi înmagazinarea lor într-o memorie împărţită pe canale. Aparatul mai are un sistem de circuite de interdicţie; dintr-un spectru complex, analizorul alege numai acele impulsuri care mai îndeplinesc alte condiţii suplimentare, de exemplu, relaţii temporale.

Numărarea şi înregistrarea impulsurilor, indiferent de amplitudinea lor, constituie o operaţie curentă în studiul fenomenelor nucleare şi se fac cu ajutorul numărătoarelor electronice; acestea se caracterizează, în general, prin: viteza maximă de numărare sau timpul de rezoluţie (distanţa minimă între două impulsuri ca ele să mai poată fi înregistrate separat), capacitatea (numărul maxim de impulsuri ce poate fi înregistrat), modul cum este afişat rezultatul (binar, binar-zecimal, direct).

În unele aparate de acest fel capacitatea este mărită prin introducerea unui numărător electromecanic, care completează decadele existente cu încă patru ordine de mărime.

În secţia de aparate electronice de la I.F.A. s-au realizat o serie de astfel de aparate dintre care se amintesc:

— numărătorul lent „Cuanta" tip BT, cu viteză maximă de 100 imp/s;

— numărătorul de viteză medie „Cuanta" tip BT-59, cu viteză maximă de numărare 10^4 imp/s;

— numărătorul rapid „Cuanta" tip WM, cu viteză maximă de numărare 10^6 imp/s.

Pe lîngă acestea, construite pe bază de tuburi electronice, s-au realizat unele tipuri mai perfecţionate, complet tranzistorizate, folosind cablaje imprimate ca: numărătorul de impulsuri portabil, tranzistorizat, tip NP 501—62, cu următoarele caracteristici: viteza maximă 5.10^4 imp/s; capacitatea maximă de înregistrare 10^5 impulsuri; alimentarea aparatului fie de la baterii interioare de 10—15 V (10 baterii de 1,5 V 2Ah tip sport), fie de la baterie exterioară de 12 V, fie de la reţeaua de 220 V 50 Hz. În cazul funcţionării cu baterii interioare prezintă o autonomie de circa 20 h. În aparat este inclusă o sursă de IT de 300—440 V pentru alimentarea contoarelor GM.

Numărătorul rapid tranzistorizat, cu afişaj cifric „Numedit 703" „Cuanta" tip NT 703 (fig. 6) este un alt aparat, de o tehnicitate deosebit de ridicată şi cu performanţe remarcabile (viteză maximă 10^6 imp/s; capacitate maximă 10^7 impulsuri). Semnificativ este faptul că acest aparat a fost distins cu medalie la recenta expoziţie de aparate de tehnică nucleară de la Moscova.

Deosebit de original este realizat sistemul de citire a rezultatului [19]; elementul de bază al numărătorului este decada binară în sistemul 1-2-4-2. Citirea şi traducerea acestei informaţii în sistem zecimal se fac cu ajutorul unei matrice de contacte, numai că în cazul de faţă aceste contacte sînt înlocuite cu un sistem de circuite cu toruri de ferită (fig 7). Întreaga matrice este alimentată de la un generator cu frecvenţa de zeci de kHz şi are ca sarcină beculeţele corespunzătoare fiecărei cifre semnificative de la 0 la 9. Curentul de comandă este furnizat de tranzistoarele din stînga ale fiecărei celule binare; după cum acest tranzistor conduce sau nu, în circuitul secundar (figura 7) apare o impedanţă mare sau mică. Este demn de remarcat faptul că în acest aparat sînt utilizate numai piese şi materiale fabricate în ţară.

Fig. 6. Numărător electronic de impulsuri tranzistorizat cu afişaj cifric „Numedit 703" Cuanta tip NT 703.

Măsurarea cu precizie a tensiunilor continue foarte mici, în circuite de impedanţă mare, în bune condiţii de stabilitate şi zgomot de fond redus se realizează cu aparatul „electrometru cu condensator vibrant Cuanta tip ECV-3" (fig. 8), de asemenea elaborat şi construit la I.F.A.

Poate lucra în calitate de milivoltmetru cu impedanţă foarte mare de intrare (mergînd pînă la 10^{15} Ω) şi de asemenea pentru măsurarea c.c. foarte mic (mergînd pînă la 10^{-15} A). Aparatul este un amplificator de c.c. în care

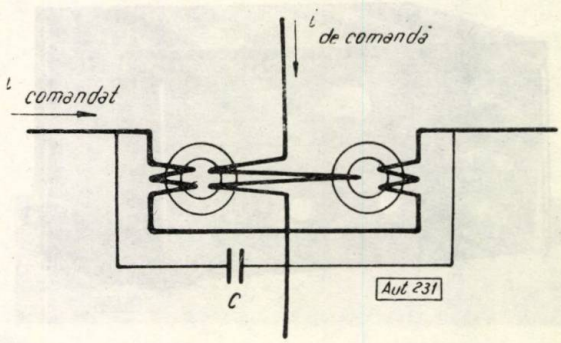


Fig. 7. Circuitul elementar cu tonuri de ferită din matrice de decodificare a aparatului „Numedit 703".

se realizează transformarea tensiunilor continue în tensiuni alternative, cu ajutorul condensatorului vibrant, pentru obţinerea unei amplificări stabile şi a unei impedanţe foarte mari de intrare, pentru micşorarea derivei de zero

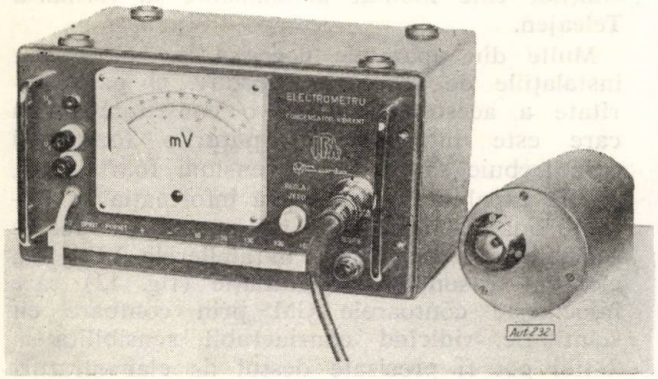


Fig. 8. Electrometru cu condensator vibrant „Cuanta" tip ECV-3.

(care este de 0,2 mV/24 h) şi a curenţilor paraziţi la intrare (care reprezintă 5.10^{-16} A). Alte caracteristici ale aparatului sînt: precizia de măsură 2,5% pentru instrumentul de pe panou şi 0,5% la bornele de ieşire, temperatura de lucru 15—35°C. Caracteristicile deosebite ale aparatului l-au făcut să fie în primul rînd apreciat într-o confruntare internaţională cu participarea R.D.G. şi R.P.U.

În aceleaşi scopuri s-a construit aparatul „potenţiometrul înregistrator electrometric Cuanta tip TECU — 1" (fig. 9), care măsoară şi înregistrează tensiuni continue foarte mici prin comparare, intrarea electrometrică fiind asigurată de un condensator vibrant (ca la aparatul precedent). Caracteristicile mai importante ale aparatului sînt: domeniul de măsură 100, 250, 500 mV; precizia de măsură 0,5%; deriva de zero 0,2 mV/24 h; curentul parazit de intrare 5.10^{-16} A.

Trebuie remarcat faptul că aceste ultime aparate rezolvă foarte bine problema amplifi-

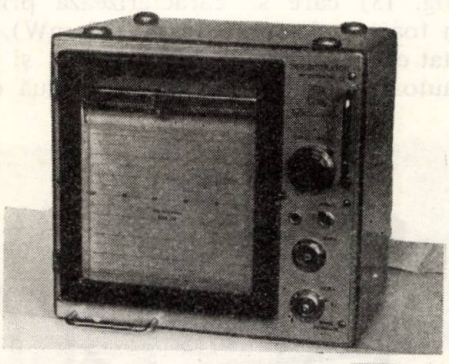


Fig. 9. Potenţiometru înregistrator electrometric „Cuanta" tip TECU-1.

cării de c.c. folosind metoda conversiei în c.a. cu ajutorul condensatorului vibrant; de asemenea, calitatea foarte bună a bornei de intrare permite atingerea unor sensibilităţi foarte mari.

După această sumară enunţare a aparatelor folosite în instalaţiile electronice complexe din domeniul fizicii nucleare, urmează o trecere în revistă a aparaturii folosite la aplicaţiile radioizotopilor în industrie. Această categorie are cerinţe speciale în ceea ce priveşte siguranţa în funcţionare, lucrul în condiţii deosebit de grele de temperatură, umiditate, deservire cît mai simplă, robusteţe etc.

Odată cu introducerea radioizotopilor în diferite procese industriale sau în alte domenii a apărut necesitatea unei aparaturi electronice legată de aceste aplicaţii. Astfel, în primul rînd s-au construit o serie de aparate indicatoare de radiaţii, necesare în locurile unde se folosesc surse radioactive pentru a semnaliza depăşirea unei anumite doze; avertizorul de radiaţii „Cuanta" tip VE este un aparat portabil, de

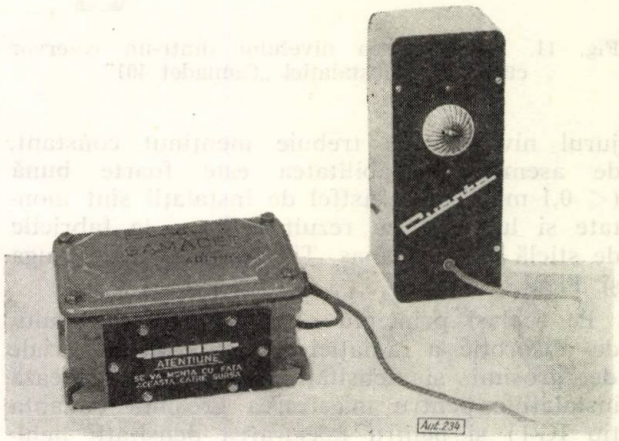


Fig. 10. Releu de radiaţii pentru aplicaţii industriale „Gamadet 401".

dimensiuni extrem de reduse şi care, la depăşirea unei doze predeterminate, semnalizează optic prin aprinderea unui bec conţinut în aparat. Releul de radiaţii pentru aplicaţii industriale „Gamadet 401" (fig. 10) este similarul pentru instalaţii fixe, industriale, avînd unii dintre parametri superiori. Foloseşte trei contoare GM tip CTC-5, are un prag de semnalizare prereglabil de 0,1—3 mR/h; prin construcţia sa robustă şi etanşă este adaptat condiţiilor de lucru celor mai severe întîlnite în industrie: medii corosive, praf, vibraţii, temperatură (—10°C ÷ +45°C), umiditate. Aparatul este astfel conceput, încît împreună cu o sursă de radiaţii potrivită poate măsura niveluri (figura 11) în recipiente fără acces. Reglînd pragurile aparatului în funcţie de mediul din rezervor, se poate stabili cu uşurinţă cînd s-a atins un anumit nivel. Important în acest gen de aplicaţii este produsul l_ρ cu care este proporţională absorbţia radiaţiei (l — grosimea materialului în m; φ — greutatea specifică în kg/m³); în cazul instalaţiei de faţă, produsul minim l_ρ măsurabil pentru materialul conţinut în recipient, este $> 0{,}47 \cdot 10^2$ kg/m².

O variantă a instalaţiei de mai sus este nivelmetrul fix de mare sensibilitate „Cuanta" tip NF-02 destinat, în special, pentru determinarea de la distanţă a nivelurilor în cuptoarele de sticlă. Instalaţia este foarte sensibilă putînd indica nivelul cu o precizie de $\pm$ 0,5 mm în

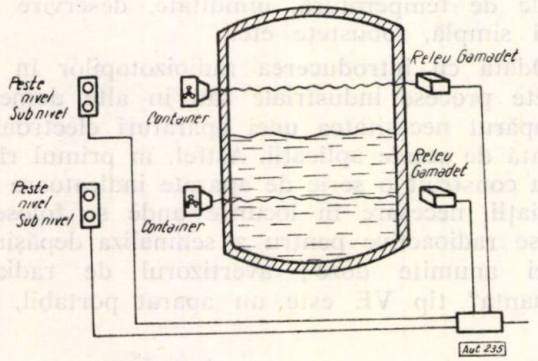


Fig. 11. Determinarea nivelului dintr-un rezervor cu ajutorul instalaţiei „Gamadet 401".

jurul nivelului ce trebuie menţinut constant, de asemenea, stabilitatea este foarte bună (< 0,1 mm/24 h). Astfel de instalaţii sînt montate şi lucrează cu rezultate bune la fabricile de sticlă de la Mediaş, Tîrnăveni, Scăeni, Azuga şi Fieni.

Pe acelaşi principiu al dependenţei gradului de absorbţie a radiaţiei γ sau β în materiale de grosimi şi densităţi diferite se bazează instalaţiile pentru măsurarea grosimii (Cuanta tip IG-1) şi pentru măsurarea densităţii lichidelor (Cuanta tip GMD-1); cu aceste instalaţii se face măsurarea continuă şi de la distanţă sau înregistrarea grosimii benzilor de diferite materiale, respectiv a densităţii diferitelor lichide ce curg prin conductor, atunci cînd, din cauza complexităţii proceselor tehnologice, controlul trebuie realizat fără contact, adică fără a atinge mediul controlat şi fără pătrundere în interiorul conductei. Astfel se măsoară în condiţii industriale grosimea diferitelor benzi de hîrtie, cauciuc, plastic, ţesături, ţesături impregnate, laminate de metale sau se determină densitatea produselor petroliere în procesul de urmărire a fazelor în timpul prelucrării ţiţeiului în rafinării. În aceste instalaţii, drept detector este folosită o cameră de ionizare cu argon. Curentul dat de camera de ionizare şi care este funcţie de grosimea materialului sau de densitatea lichidului studiat este măsurat prin compensare, intrarea electrometrică fiind asigurată de un condensator vibrant. În ambele instalaţii schema electronică asigură performanţe foarte bune; de exemplu se măsoară densităţi de ordinul 0,5—2,5 g/cm³ cu o precizie de 2 mg/cm³, folosind surse cu activităţi de 200—500 mC. Un aparat pentru măsurarea densităţilor este montat actualmente la rafinăria Teleajen.

Multe din aparatele descrise fac parte din instalaţiile de carotaj radioactiv. O particularitate a acestor instalaţii o constituie sonda care este introdusă în puţurile forate şi care trebuie să fie de dimensiuni foarte mici, să fie capabilă să transmită informaţia la distanţe mari (1000—3000 m) şi să fie foarte sensibilă. În acest sens, în atelierele I.F.A. s-a elaborat o sondă de scintilaţie (fig. 12) care înlocuieşte contoarele GM prin contoare cu scintilaţie, ridicînd considerabil sensibilitatea. Astfel pot fi precizate destul de clar straturi subţiri de aproximativ 50 cm. Într-un volum de 65 cm lungime şi cu diametrul exterior de 5 cm se află întregul montaj electronic a cărui schemă-bloc este dată în figura 12.

În toate lucrările în care sînt folosite surse radioactive, măsurarea dozei este deosebit de importantă. Acest lucru se face cu o serie de aparate portabile sau fixe, dintre care se vor aminti cîteva executate la I.F.A. Începînd de la cadenţmetre simple, cum ar fi radiometrul industrial tip DP, continuînd cu radiodebitmetrul RD 432 GM şi cu debitmetrul portabil tip BB, care măsoară doze pînă la 50

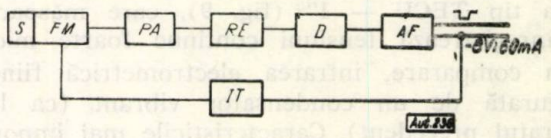


Fig. 12 Schema electronică de principiu a sondei de scintilaţie:
S. —scintilator de Na I (Te); *FM* — fotomultiplicator FEU-35; *PA* — preamplificator, *RE* — receptor pe emiter; *D* — discriminator; *AF* — amplificator final; *IT* — redresor de înaltă tensiune.

mR/h cu precizii satisfăcătoare, s-a ajuns la un tip perfecţionat de aparat portabil „Doziport 433" (fig. 13) care se caracterizează printr-un consum foarte mic (aproximativ 25 mW). Fiind alimentat cu o baterie de 3,5 V $\pm$ 30% şi 0,6 Ah are o autonomie în funcţionare continuă de mi-

Fig. 13. Dozimetru portabil de radiaţii „Doziport 433" „Cuanta" tip 433.

nimum 60 h. Alte caracteristici ale lui sînt: domeniul energetic al cuantelor γ măsurate este de 0,6—2,5 MeV., temperatura de lucru —10°C ÷ +45°C, greutatea 3,25 kg. Este prevăzut cu un dispozitiv acustic care permite punerea în evidenţă în mod calitativ a prezenţei radiaţiilor. Consumul indicat se referă la funcţionarea aparatului fără acest dispozitiv acustic. Ar mai fi de menţionat o instalaţie de televiziune în circuit închis [1], destinată vizualizării şi fotografierii unor fenomene care au loc în cîmpuri de radiaţii nucleare (cum ar fi, de pildă, vizualizarea fasciculului extern al ciclotronului, în sala în care prezenţa omului este interzisă în timpul funcţionării). De asemenea, mai este de menţionat tehnologia recondiţionării tuburilor de emisie defectat, tehnologie pusă la punct la I.F.A. şi care face ca viaţa tuburilor să crească pînă la de cinci ori. Această tehnică este aplicată în prezent în R. P. Bulgaria în urma unui schimb de experienţă.

Electronica specifică experienţelor de fizică nucleară fundamentale

Cercetările cu caracter fundamental din fizica nucleară contemporană au pus probleme extrem de variate electronicii. Se vor trece în revistă cîteva dintre cele mai importante tehnici, metode, aparate electronice folosite în asemenea scopuri.

O dată cu dezvoltarea din ultimii ani a tehnicii frecvenţelor ultraînalte a fost posibilă observarea fenomenelor spectrale, prevăzută teoretic cu mult înainte; este vorba de interacţiunea momentului cinetic de spin al electronilor şi al unor nuclee atomice, cu un cîmp magnetic constant şi cu un cîmp electromagnetic de înaltă frecvenţă, externe. Metodele radiospectroscopiei folosesc absorbţia rezonantă a energiei electromagnetice, atunci cînd frecvenţa acestuia

$$\nu = \frac{\gamma H_0}{2\pi}$$

coincide cu tranziţia dintre două niveluri energetice vecine pe care le poate avea nucleul sau electronul respectiv (ν = raport giromagnetic, H_0 = intensitatea cîmpului magnetic extern constant); problemele radiospectroscopiei sînt: rezonanţa magnetică nucleară (r.m.n.), rezonanţa paramagnetică electronică (r.p.e.) şi inducţia nucleară liberă (i.n.l.).

La I.F.A. s-au construit o serie de aparate pentru aceste probleme. Astfel este magnetometrul cu r.m.n. [3] destinat măsurărilor absolute ale cîmpurilor magnetice statice uniforme; aparatul măsoară cîmpuri între 200—1 500 Oe cu precizie mai bună ca 10^{-4}. S-au făcut numeroase studii în legătură cu aparatura de r.m.n. [4—7] pe baza cărora s-a construit un spectrograf de r.m.n. pentru linii largi caracterizat printr-o bună stabilitate şi sensibilitate; aparatul este utilizat pentru studii în fizica solidului şi în chimie. De asemenea, s-a realizat un spectrograf r.p.e. (fig. 14) cu modulaţie de joasă şi înaltă frecvenţă [8] dotat cu un sistem de stabilizare original [9] în care frecvenţa oscilatorului

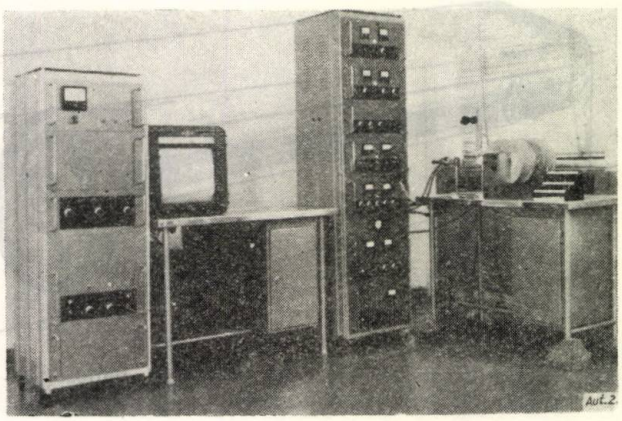


Fig. 14. Spectrograf de rezonanţă paramagnetică electronică.

cu clistron este sincronizată pe fază cu o armonică superioară a unui oscilator cu cuarţ. Performanţele obţinute sînt comparabile cu ale celor mai bune spectrografe r.p.e. existente în laboratoarele din alte ţări (sensibilitate 3—4 10^{11}spin/Oe, stabilitate $2 \cdot 10^{-5}$). Cu acest spectrograf se efectuează în prezent lucrări în domeniul chimiei radicalilor liberi, chimiei sub radiaţii, biochimiei etc. O altă realizare este aparatul pentru măsurarea timpilor de relaxare nucleară cu ajutorul i.n.l. cu care se pot studia anumite proprietăţi reologice ale fluidelor. Cu acest aparat s-au făcut studii asupra proprietăţilor noroaielor de foraj, în colaborare cu I.C.T.E.—Cîmpina.

Fizica nucleară contemporană şi-a creat o serie de instrumente proprii prin care şi-a extins foarte mult posibilităţile de atacare a nucleului atomic. Astfel au apărut acceleratoarele de particule de toate genurile, în completul cărora electronica intră cu o pondere foarte mare. La I.F.A. sînt în funcţiune actualmente două acceleratoare: un betatron şi un ciclotron. Trebuie amintit în mod deosebit că betatronul a fost proiectat şi construit în întregime la noi în ţară, fapt pentru care colectivul participant la această realizare a fost distins de către Academia R.P.R. cu premiul „Gh. Lazăr". În cadrul celor discutate menţionăm aparatura electronică de sincronizare şi comandă a tuturor fazelor procesului de accelerare. În timpul funcţionării betatronului, comanda şi controlul întregului agregat sînt centralizate la un pupitru de comandă de unde operatorul are la dispoziţie reglajul parametrilor principali ai maşinii.

Ar mai fi de menţionat perfecţionările aduse ciclotronului Y-120, de la I.F.A.; astfel domeniul energetic a fost mult extins, ajungîndu-se în prezent la un domeniu de 3,5—6,7MeV/nucleon

(iniţial lucra la 5,5—6,5 MeV/nucleon). Acest lucru s-a obţinut prin modificarea frecvenţei generatorului de înaltă frecvenţă, prin mărirea capacităţii duanţi-cameră de accelerare (introducerea unor plăci metalice suplimentare) şi

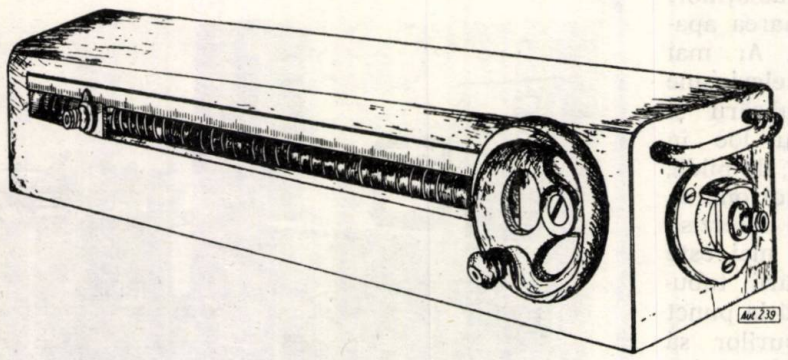


Fig. 15. Linie de întîrziere în domeniul nanosecundelor, de tip elicoidal, continuu variabilă.

printr-un sitem de şimuri* care să acopere întregul domeniu al energiilor. Alte îmbunătăţiri aduse ciclotronului ca dispozitivele de stabilizare a tensiunii pe duanţi (tensiunea acceleratoare) şi a tensiunii plăcii de diflexie (electrodul extractor) au făcut ca acest accelerator să fie cel mai apreciat din seria Y-120.

Legat de tehnica acceleratoarelor de particule trebuie menţionate încă unele realizări: sursa de electroni pulsată pentru betatron, sursa de ioni de *rf* pentru acceleratoare directe, studii cu privire la determinarea traiectoriilor particulelor în cîmpul acceleratoarelor, generatoare de impulsuri de putere foarte mare (3,5kW şi 3,5 MW).

Studiul interacţiunii radiaţiilor nucleare cu materia este de o deosebită importanţă şi se face prin mai multe procedee. În general, în urma unor astfel de interacţiuni apar radiaţii secundare al căror spectru energetic dă informaţii foarte preţioase asupra naturii intime a interacţiunii. În cea mai mare parte a cazurilor, determinarea spectrelor energetice ale radiaţiilor nucleare se face prin metode spectrometrice. Spectrometria particulelor încărcate (α, protoni etc.), spectrometria γ, spectrometria neutronilor lenţi şi rapizi, sînt metode care folosesc electronica într-o mare măsură. Problemele care se pun în aceste domenii sînt rezoluţia energetică şi sensibilitatea energetică a instalaţiilor, deoarece este foarte important să se determine cu precizie energiile radiaţiilor, să se separe diferitele energii şi, de asemenea, energiile măsurate să cuprindă un domeniu cît mai mare.

* Şimurile sînt piese feromagnetice care, introduse între polii magnetului principal la un ciclotron, modifică convenabil profilul cîmpului magnetic, asigurînd condiţii de extracţii optime.

În reacţiile de tipul (p, n) sau (α, n) reacţii care se pot produce cu ajutorul fasciculului ciclotronic, cea mai răspîndită metodă pentru determinarea spectrelor energetice ale neutronilor rezultaţi este metoda timpului de zbor; în funcţie de energia lor, neutronii au viteze diferite, deci vor parcurge o distanţă bine definită numită bază, în timpi diferiţi. Neutronii rapizi avînd viteze foarte mari, pe de o parte, şi eficacitatea limitînd baza la distanţe de ordinul metrilor, pe de altă parte, timpii care trebuie măsuraţi sînt foarte mici (10^{-8}—10^{-9}s). S-a elaborat astfel o aparatură rapidă, specifică, folosind tehnica impulsurilor foarte scurte: scheme de coincidenţă rapidă (cu rezoluţii temporale de ordinul 10^{-9}s) şi analizoare de timp multicanale în domeniul nanosecundelor. Pentru probarea acestor scheme s-au elaborat o serie de circuite de formare a impulsurilor foarte scurte, cu frecvenţe de repetiţie între zeci de Hz şi zeci de kHz şi cu fronturi de ordinul 1 ns. De asemenea, pentru calibrarea schemelor s-au construit în atelierele I.F.A. linii de întîrziere continuu variabilă, în domeniul ns. O astfel de linie de tip elicoidal (fig. 15) cu impedanţa caracteristică 90 Ω, întîrziere maximă 80 ns s-a dovedit extrem de utilă în ansamblurile de analizoare monocanale de timp. Acest tip de linie a fost livrat şi în R.D.G.

În vederea unor studii preliminare s-a construit un analizor de timp monocanal [10] cu timp de rezoluţie electric $1{,}25 \cdot 10^{-11}$s.

Cu acesta s-au făcut măsurări asupra duratei modulaţiei naturale a ciclotronului [11] în diferite regimuri găsindu-se valori între 2,5—10 ns, perioada ciclotronului fiind între 91—137 ns.

Pentru spectrometria neutronilor rapizi s-au construit analizoare de timp multicanale în domeniul ns de tipul converter timp-amplitudine [12], [13]; acest tip de aparat transformă intervalele de timp, ce trebuie măsurate, în pulsuri de amplitudine proporţională cu intervalele de timp, care pot fi uşor înregistrate în analizoarele de amplitudine multicanale existente. Cerinţele acestui tip de aparate sînt: rezoluţie temporală foarte bună şi liniaritatea transformării, de asemenea, foarte bună. Converterele t—a, care lucrează în prezent la ciclotron, au rezoluţii temporale electrice, măsurate în autocoincidenţă cu impulsuri de la generator, de ordinul 0,3—0,8 ns şi liniarităţi diferenţiale $< 4\%$, ceea ce le situează la nivelul celor mai bune aparate similare din alte ţări. În astfel de măsurări, deosebit de importantă este originea de timp. În figura 16 este arătată schematic o experienţă timp de zbor pentru spectrometria neutronilor rapizi, în care originea de timp este sub forma unor impulsuri

foarte scurte, formate (F) din tensiunea sinusoidală de accelerare (aproximativ 10 MHz) aplicată duanţilor (D). T este ţinta care, fiind bombardată cu protonii *p*, scoate neutroni şi cuante γ care sînt înregistraţi la momente diferite în controlul cu scintilaţie CS. C reprezintă converterul t—a, ale cărui pulsuri sînt introduse în analizatorul de amplitudine multicanal (AM).

Spectroscopia particulelor încărcate şi spectroscopia gama se bazează, în special, pe o

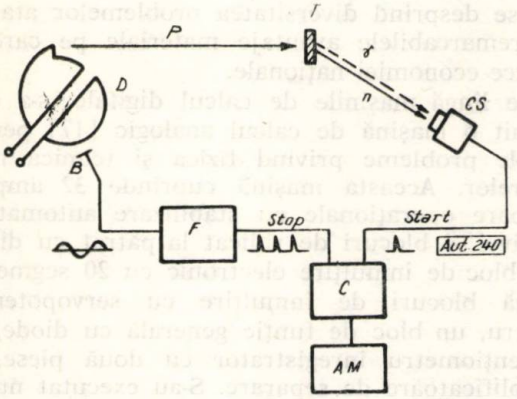


Fig. 16. Schema-bloc a dispozitivului experimental pentru spectrometria neutronilor rapizi prin metoda timpului de zbor.

proprietate foarte importantă a contoarelor cu scintilaţie, aceea de a da răspuns proporţional cu energia cedată de radiaţie în anumite scintilatoare. De aici, au apărut o serie de aparaturi (dintre care multe au fost descrise în această lucrare) care fac analiza în amplitudine a impulsurilor întîmplător distribuite în timp. Un astfel de aparat este spectrometrul de scintilaţie care cuprinde într-un singur bloc toate elementele unei scheme clasice de spectrometrie.

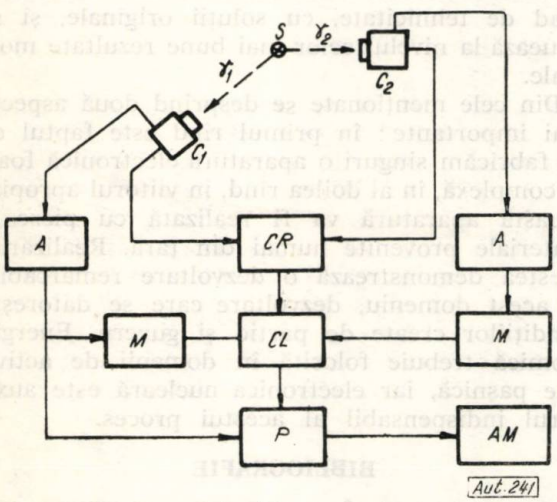


Fig. 17. Schema-bloc a dispozitivului experimental pentru determinarea unei corelaţii γ—γ :
S — sursă de radiaţii, $C_1.C_2$ — contoare cu scintilaţie ; *A* — amplificatoare liniare ; *CR* — schemă de coincidenţă rapidă ; *CL* — schemă de coincidenţă lentă ; *M* — analizoare monocanale ; *P* — poartă liniară ; *AM* — analizor de amplitudine multicanal.

În foarte multe studii spectrometrice, pe lîngă determinarea spectrelor energetice, se pune problema stabilirii unor corelaţii temporale şi unghiulare între diferite particule. O instalaţie clasică de acest gen este arătată în figura 17 ; se pune problema ridicării spectrului energetic al radiaţiei γ_1 în analizorul de amplitudine multicanal (AM) în coincidenţă (în domeniul 10^{-9}s) cu radiaţia γ_2 înregistrată în controlul cu scintilaţie C_2. În numeroase laboratoare din I.F.A. s-au elaborat astfel de instalaţii numite scheme lente—rapide, care au rezoluţii energetice şi temporale foarte bune. Cu ajutorul lor se stabilesc corelaţii γ—γ, particule încărcate — γ, neutroni — γ etc. Spectometrul cu două cristale care măsoară energiile neutronilor din surse este, de asemenea, o schemă lentă—rapidă, realizată într-unul din laboratoarele I.F.A.

În domeniul neutronilor lenţi, metoda timpului de zbor se poate folosi cu rezultate mai bune ; dar, pe lîngă ea, spectrometria neutronilor se poate face cu ajutorul cristalelor. Un fascicul de neutroni cu diferite energii, căzînd pe un cristal, se va reflecta la unghiuri diferite, funcţie de energia lor. Un astfel de spectrometru este construit pe lîngă reactorul atomic. Determinările se fac automat cu ajutorul unei instalaţii electronice complexe pentru măsurarea şi controlul poziţiilor unghiulare ale cristalului analizor şi braţului spectrometrului [14]. Pe acelaşi principiu lucrează un monocromator de neutroni căruia i se cere o rotaţie constantă pentru a asigura o monocromare satisfăcătoare a fasciculului de neutroni. Pentru a asigura acest lucru s-a proiectat şi realizat un stabilizator de turaţie (stabilizare 1%) în domeniul de turaţii 100—3 000 rot/min.

Detectoarele cu scîntei prezintă unele avantaje la detecţia radiaţiilor. De exemplu, configuraţia spaţială a unui flux intens de neutroni se poate determina cu ajutorul unui detector cu scîntei. Un astfel de aparat construit pe lîngă reactorul atomic are zona sensibilă la intersecţia a doi electrozi care pot fi mişcaţi în direcţii perpendiculare de la distanţă. Un alt exemplu îl constituie camera cu scîntei utilizată în experienţele de mari energii şi raze cosmice ; camera propriu-zisă este formată dintr-un condensator plan cu mai multe plăci paralele şi egal distanţate, pus într-o atmosferă de argon la presiunea atmosferică. Cu ajutorul unei scheme de coincidenţă, condensatorului i se aplică un impuls de *IT* (< 10 kV) de mică durată ori de cîte ori prin cameră trece o particulă încărcată de mare energie. Camera dă informaţii necesare determinării secţiunilor şi factorilor de formă a interacţiunilor particulelor de mare energie cu nucleonii sau nucleele materialului conţinut în plăcile condensatorului (Al, Pb, C, Cu etc.).

Tot în domeniul energiilor mari şi al razelor cosmice este deosebit de importantă determinarea naturii particulelor elementare. În acest

scop se stabileşte ionizarea specifică din distribuţia integrală a lungimii lacunelor. Aspectul laborios al metodei a fost evitat datorită unui aparat original construit în I.F.A., care dă distribuţia integrală a lungimii lacunelor după mai multe valori, printr-o singură măsurare de-a lungul trasei [15].

În acelaşi domeniu amintim instalaţia pentru determinarea anomaliilor în durata de viaţă a mezonilor μ. Precizia mare de determinare a timpului este realizată într-un mod foarte original cu ajutorul unui analizor de timp integral care are posibilitatea determinării statistice a duratei canalelor. Astfel se poate determina durata canalelor cu o precizie care depăşeşte cu un ordin de mărime timpul studiat.

Importanţa maşinilor electronice de calcul atît pentru interpretarea datelor experimentale, cît mai ales pentru economia naţională este unanim recunoscută. În acest sens la I.F.A. s-a dezvoltat un puternic sector de studiu şi construcţie al unor asemenea maşini. Începînd cu anul 1957, în care s-a pus în funcţie CIFA-1, programul de dezvoltare a continuat cu elaborarea unor tipuri din ce în ce mai perfecţionate: astfel, s-au construit CIFA-2, CIFA-3, CIFA-4 şi CIFA-101. CIFA 1—4 reprezintă o maşină de tip paralel în diferite variante mai perfecţionate, iar CIFA-101 este o maşină de tip serie; toate sînt de tip digital cu virgula fixă, folosesc sistemul binar şi sistemul de instrucţiuni cu o singură adresă. Introducerea datelor se face manual la toate în sistemul zecimal, iar la cele mai noi (CIF-4 şi CIFA-101) automat, prin intermediul benzii de hîrtie perforată (20 caractere/s la CIFA-3 şi 4). Sistemul de ieşire dă rezultate fie maşinii de scris electrice, fie perforatorului de bandă. Maşinile sînt concepute pe scheme cu tubri şi diode semiconductoare; de exemplu, CIFA-4 are 800 tuburi şi 2 500 diode cu germaniu, iar CIFA-101 are în schemă 340 tuburi şi 3 500 diode semiconductoare. Memoria acestor maşini este pe cilindrul magnetic cu 1 024 sau 4 096 adrese; vitezele de lucru ajung la circa 65 operaţii/s în în cazul CIFA-4.

Problemele care pot fi rezolvate cu ajutorul acestor maşini sînt foarte diverse; se vor arăta cîteva dintre ele şi, în special, cele care au adus importante economii:

— calculele unor regimuri de lucru al reţelei energetice naţionale şi calculele cerute de studiile făcute în vederea dezvoltării ei viitoare (reţele cu 55 noduri);

— tabele pentru evaluarea de perspectivă a populaţiei ţării, conţinînd aproximativ 75 000 rezultate, pentru Direcţia generală de statistică;

— prelucrarea datelor experimentale în problema prospecţiunilor geologice cu ajutorul curenţilor telurici pentru M.I.P.C.;

— programarea matematică a repartiţiei lemnelor de foc, pe ţară, care realizează economii anuale de circa 1,2 milioane lei;

— în domeniul hidrotehnic, calculele bazinelor hidrologice ale Siretului, Crişului şi Someşului pentru IPACH şi planul de amenajare a luncii Dunării pentru ISCH;

— diferite probleme de optimalizare în transporturile C.F.R.;

— prelucrarea unor date experimentale şi unele calcule dintr-o serie de probleme teoretice pentru I.F.A., pentru Institutul de mine şi geologie de la Sofia, pentru Institutul de fizică nucleară de la Varşovia.

Această enumerare poate fi continuată; din ea se desprind diversitatea problemelor atacate şi remarcabilele avantaje materiale pe care le aduce economiei naţionale.

Pe lîngă maşinile de calcul digitale, s-a construit o maşină de calcul analogic [17] pentru unele probleme privind fizica şi tehnica reactoarelor. Această maşină cuprinde 32 amplificatoare operaţionale cu stabilizare automată a derivei, 4 blocuri de ridicat la pătrat cu diode, un bloc de înmulţire electronic cu 20 segmente, două blocuri de înmulţire cu servopotenţiometru, un bloc de funţie generală cu diode, un potenţiometru înregistrator cu două piese, 12 amplificatoare de separare. S-au executat numeroase lucrări privind dinamica neliniară a reactorului VVR-S [2], determinarea funcţiei de transfer al reactorului (lucrare prezentată la Conferinţa internaţională de fizica şi tehnica reactoarelor, Praga 1963), şi, în sfîrşit, cu ajutorul acestei maşini s-a realizat un sistem autonom de automatizare (pornire, oprire, funcţionare) a reactorului VVR-S.

Enumerarea anunţată în acest articol poate fi încă mult continuată. Spectrometrul bazat pe efectul Mössbauer, stabilizările de curent necesare spectrometrelor de mare putere de rezoluţie şi multe alte lucrări de valoare, pe lîngă cele descrise, întregesc tabloul realizărilor în acest domeniu. Toate lucrările sînt la un înalt grad de tehnicitate, cu soluţii originale, şi se situează la nivelul celor mai bune rezultate mondiale.

Din cele menţionate se desprind două aspecte mai importante: în primul rînd este faptul că ne fabricăm singuri o aparatură electronică foarte complexă, în al doilea rînd, în viitorul apropiat această aparatură va fi realizată cu piese şi materiale provenite numai din ţară. Realizările acestea demonstrează o dezvoltare remarcabilă în acest domeniu, dezvoltare care se datoreşte condiţiilor create de partid şi guvern. Energia atomică trebuie folosită în domenii de activitate paşnică, iar electronica nucleară este auxiliarul indispensabil al acestui proces.

BIBLIOGRAFIE

[1] Poenaru, D. În: Automatica şi Electronica, nr. 2, 1963, p. 64.
[2] Iftode, I., Ţapu, C. şi Dobrescu, C. În: Rev. de Phys. VI, 1961.
[3] Valeriu, A., Pascaru, I. şi Ianculovici, B. În: Stud. cercet. fiz., nr. 2, 1957.

[4] Drăghicescu, P. În: Stud. cercet. fiz., nr. 2, 1958 şi Rev. de Phys., nr. 1, 1959.
[5] Drăghicescu, M. şi Pascaru, I. În: Stud. cercet. fiz., nr. 4, 1957 şi Automatica şi Electronica, nr. 3. 1959.
[6] Gîldău, E. şi Valeriu, A. În: Stud. cercet. fiz., nr. 2, 1960.
[7] Gheorghiu, D. şi Valeriu, A. În: Nucl. Instr. and Meth., nr. 16, 1962.
[8] Pascaru, I. În: Nucl. Instr., nr. 4, 1964 (sub tipar).
[9] Pascaru, I. În: Rev. gén. d'électronique, nr. 55, 1963, p. 199.
[10] Martalogu, N. Ţinţă, F., Dumitrescu, R., Korgueva, I. şi Molea, M. În: Stud. cercet. fiz., X, nr. 3, 1959, p. 515 sau VII, Rassegna Internazionale Elettronica e Nucleare, Roma, 1960.
[11] Ţinţă, F., Martalogu, N., Dumitrescu, R. şi Magda, T. În: Nucl. Instr. and Meth., 12, nr. 1, 1961, p. 38.
[12] Dumitrescu, R. Simpozion de electronică nucleară. Budapesta, 1963.
[13] Molea, M., Calboreanu, A. şi Mînzatu, I. În: Rev. de Phys. (în curs de publicare).
[14] Ţarină, E. În: Stud. cercet. fiz., XI, 2, 1960, p. 454.
[15] Băţăgui, M. În: Nucl. Instr. and. Meth., nr. 20, 1963.
[16] Friedländer, E. şi Toţea, H. (în curs de publicare).
[17] Iftode. I., Dobrescu, C. şi Ţapu, C. În: Probl. de automatizare, IV, 87, 1962.
[18] Segall, A. În: Stud. cercet. fiz., nr. 4, 1959, p. 791.
[19] Teitel, T. În: Electronic Engineering, 35, 421, 1963, p. 180.

Ing. A. PREDOI, ing. D. MEHEDINŢI şi ing. TR. SACHELARIE

Realizări în domeniul automatizărilor de maşini-unelte

În perioada 1960—1963, „sortimentul de produse însuşite în industria constructoare de maşini a crescut an de an. În 1963, comparativ cu anul 1960, au fost realizate de 2,3 ori mai multe proiecte noi şi prototipuri, iar numărul produselor introduse în fabricaţie a fost de 4,2 ori mai mare" [1]. Din cele arătate au rezultat o serie de sarcini şi pentru industria electrotehnică [2], respectiv trecerea la proiectarea şi execuţia fizică a echipamentelor instalaţiilor electrice de acţionare şi automatizare a maşinilor-unelte [3], cum şi a elementelor electronice necesare acestor echipamente.

În cele ce urmează vor fi prezentate realizările din domeniul automatizărilor de maşini-unelte şi preocupările pentru sarcinile de perspectivă.

Se precizează că la baza acestor preocupări au stat o serie de scheme a căror clasificare se poate face după următoarele criterii:

a) după modul de circulaţie a fluxului de informaţii:
   — scheme în circuit deschis (porniri-opriri, inversări de sens, schimbarea regimului de viteză etc.);
   — scheme în circuit închis (pentru anumiţi parametri tehnologici);
b) după structura schemei:
   — scheme cu program fix, denumite şi scheme rigide;
   — scheme cu program variabil sau scheme cu comandă după program.

Elementele componente ale structurii acestor scheme se pot grupa precum urmează:

a) pentru schemele rigide: elemente de iniţiere (programare), elemente de prelucrare (intermediare), elemente de execuţie (acţionare) şi elemente auxiliare;
b) pentru schemele cu comandă după program: elemente primare, elemente secundare, elemente de execuţie.

În perioada 1961—1963, în I.P.A. s-au realizat peste 20 de proiecte de echipamente electrice pentru automatizări de maşini-unelte şi agregate, respectiv:

— pentru maşini aşchietoare (strunguri, maşini de broşat, maşini de frezat, maşini de rectificat, prese) 14 proiecte din care 8 sînt omologate şi în fabricaţie de serie;
— pentru industria chimică (maşini de injecţie, maşini şi linii de extrudere), 5 proiecte, pentru care s-au executat fizic prototipurile;
— pentru industria forestieră (maşini de găurit multiplu, maşini de încărcat şi descărcat, maşini combinate, maşini de debitat buşteni, maşini şi linii de şlefuit placaj), 6 proiecte, din care 3 sînt deja omologate şi în fabricaţie de serie;
— pentru industria textilă, 2 proiecte, în curs de realizare prototip.

Pentru realizarea fizică a acestor echipamente în întreprinderile din industria electrotehnică, respectiv din cadrul Grupului de uzine de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare, s-au asimilat în perioada 1961—1963 peste 65 de elemente electrotehnice sub formă de serii unitare, respectiv:

— seriile de butoane de comandă, manipulatoare de direcţie, comutatoare programatoare, limitatoare de cursă, microîntreruptoare, relee termice, lămpi de semnalizare, semnalizatoare acustice, siguranţe fuzibile miniatură, electromagneţi de acţionare etc., la „Electroaparataj".
— seria de transformatoare pentru circuite de comandă, la I.I.S. „Electrotehnica";
— seria de presortate, la I.I.S. „Automatica";
— seria de relee intermediare miniatură şi relee de timp, la uzinele „Electromagnetica".

Se menţionează că, prin caracteristicile tehnice şi constructive pe care le oferă, această aparatură este acoperitoare şi pentru echipamentele necesare în automatizările din alte domenii industriale.

Acţiunea de asimilare a aparaturii şi echipamentelor electrice pentru maşini-unelte a avut ca urmare o susţinută activitate de tipizare a elementelor, construcţiilor metalice (dulapuri, pupitre), a profilelor din tablă necesare execuţiei acestora, cum şi elaborarea unor tehnologii corespunzătoare. Ca rezultat, în prezent la I.I.S. „Automatica" se află concentrată fabricaţia a peste 40 de echipamente, panouri şi pupitre, reprezentînd aproape întreaga producţie de instalaţii electrice pentru maşini-unelte.

Preocupările în domeniul maşinilor-unelte cu comandă program s-au materializat prin următoarele rezultate:

a) un echipament (I.P.A.—I.C.E.T.) pentru comandă după program pentru un strung din fabricaţia „Uzinele de strunguri"—Arad;

b) proiectarea cu experimentare a unui echipament de comandă şi poziţionare numerică pentru o masă în coordonate, proiect tehnic şi desene de execuţie.

În ce priveşte echipamentul pentru comanda după program pentru un strung paralel din fabricaţia „Uzinelor de strunguri"—Arad se prezintă următoarele:

— Soluţia a fost elaborată în paralel cu studiile similare pe plan mondial („General Electric Company" şi „The Maico" din S. U. A., C.R.S.I.M. din Franţa, Institutul de maşini-unelte din Aachen, Institutul de maşini-unelte din R.S.C., Academia de Ştiinţe din U.R.S.S.) şi are caracter de originalitate.

— Pornind de la nivelul construcţiilor de maşini din ţara noastră, soluţia a realizat şi verificat experimental atît elementele necesare acţionării de la distanţă a organelor maşinii, cît şi aparatura electronică de comandă după program, respectiv variatoarele de viteze pentru avansuri, dispozitivul de copiere electronică (palpator şi comanda pe două coordonate), dispozitivul de comandă după program înregistrat pe bandă magnetică, dispozitive pentru înregistrarea pe bandă a programului.

Performanţele obţinute în cadrul experimentărilor sînt:

— precizia tehnologică $\pm$ 0,1%;
— productivitatea muncii 250—350%;
— reducerea preţului de cost al produselor prelucrate cu 33%.

Faţă de aceste rezultate şi ţinînd seamă că piesele cu posibilităţi de prelucrare pe acest tip de strung sînt componente în majoritatea nomenclatoarelor de piese din uzinele de construcţii de maşini, se va trece la faza de prototip.

În ce priveşte proiectarea cu experimentare a echipamentului de comandă şi poziţionare numerică pentru o masă în coordonate, soluţia se bazează pe următoarele idei:

— elaborarea unui echipament aplicabil la un număr mare de tipuri de maşini, în scopul obţinerii în final a unui echipament unificat de poziţionare numerică;
— introducerea de dispozitive de siguranţă care să supravegheze funcţionarea corectă a echipamentului;
— folosirea raţională a elementelor de comutaţie statică, în vederea obţinerii unei soluţii economice;
— introducerea modulării şi tipizării constructive a circuitelor imprimate în scopul obţinerii unei soluţii economice.

Se menţionează că echipamentul a fost conceput astfel încît, pe lîngă poziţionarea propriu-zisă, să se realizeze şi posibilităţile de programare a 10 viteze de poziţionare.

Aceasta permite executarea de operaţii de frezare de la un punct la altul, tipice maşinilor de frezat verticale şi găurit şi alezat. În acest fel, domeniul de aplicare a echipamentului va cuprinde mese în coordonate, maşini de găurit radiale, maşini de găurit cu coloană, maşini de găurit şi alezat, maşini de frezat vertical.

Concluzii şi probleme de perspectivă

1. Realizările de echipamente şi elemente pentru maşini-unelte au creat o importantă bază pentru echipamentele destinate şi instalaţiilor din celelalte ramuri industriale ale economiei naţionale.

2. S-a făcut un prim pas important în tipizarea elementelor şi construcţiilor metalice — dulapuri şi pupitre —, cum şi a profilelor din tablă şi a altor elemente auxiliare.

3. În prezent există o bază materială şi o experienţă care asigură posibilitatea realizării în bune condiţii a proiectării şi executării fizice a echipamentelor pentru seriile de strunguri carusel, maşini de alezat şi frezat, maşini de rectificat, ce urmează a se asimila pe bază de licenţă.

4. Cercetările şi rezultatele obţinute prin experimentarea comenzii program cu înregistrare de bandă magnetică reprezintă o soluţie originală cu rezultate experimentale eficiente şi cu posibilităţi de aplicare la strungurile din fabricaţia actuală a Uzinelor de strunguri—Arad.

5. Soluţia comenzii program numerice, realizată în faza de proiectare cu experimentare, va fi continuată într-un termen apropiat în faza de model experimental.

BIBLIOGRAFIE

[1] Rădoi, Gh. *Aspecte ale asimilării de maşini şi utilaje.* În: „Scînteia". **XXXIII**, nr. 6251, 9 mai 1964.

[2] Crişan, I. *Sarcinile industriei electrotehnice din R.P.R. în lumina Directivelor Congresului al III-lea al P.M.R.* În: Electrotehnica 8, nr. 8, 1960, p. 267—284.

[3] Georgescu, St. şi Predoi, A. *Aspecte şi realizări actuale de echipamente electrice pentru maşini-unelte.* Comunicare la sesiunea tehnico-ştiinţifică din 18.4.1964 a I.I.S. „Automatica"—Bucureşti.

ACTUALITĂŢI

Sistem de reglare electronic cu semnal unificat, în curs de asimilare în R.P.R.

Un asemenea sistem avînd semnal unificat 2—10 mA se va fabrica în viitorul apropiat în ţara noastră, într-o fabrică special destinată acestui scop. Sistemul va cuprinde următoarele grupe de elemente:

a. Elemente de măsură pentru parametri reglaţi, şi anume pentru:

— temperaturi cu ajutorul termocuplelor, termorezistenţelor şi pirometrelor de radiaţie;

— umiditatea măsurată pe principiul psicrometrului;

— presiuni şi presiuni diferenţiale cu ajutorul tubului burdon, cu capsulă cu clopot;

— nivele în care măsurarea întrebuinţează principiul deplasării unui plutitor cu tub de torsiune şi pe bază capacitivă;

— debitul în care metoda de măsură se bazează pe o presiune diferenţială, pe principiul rotametrului sau pe fenomene electromagnetice;

— *p*H cu electrod de sticlă;

— conductibilitatea electrică avînd ca element sensibil un corp de oţel cu electrozi de platină.

b. Elemente adaptoare de intrare care transformă semnalul primit de la elementele de măsură de mai sus în semnal standard 2—10 mA. Această grupă cuprinde următoarele:

— adaptoare pentru cazul în care semnalele de intrare sînt forţe electromotrice sau variaţii de rezistenţă electrică destinate măsurărilor de temperatură şi umiditate;

— adaptoare pneumatice-electronice în care o deplasare este transformată într-un semnal electric. Aceste adaptoare se întîlnesc în cazul parametrilor: presiuni, niveluri, debite, densităţi;

— adaptoare pentru cazuri specifice: rotametre, debitmetre electromagnetice, măsurări de *p*H şi calitatea apei;

c. Elemente indicatoare şi înregistratoare, şi anume:

— indicatoare pentru mărimea reglată;

— înregistratoare continue cu 1 şi 2 peniţe;

— înregistratoare multiple prin puncte.

d. Elemente de calcul şi limitare, dintre care menţionăm:

— elemente de integrare, raport, extragere de rădăcină pătrată, adunare-scădere, împărţire-înmulţire, limitator de semnal.

e. Elemente de reglare (regulatoare). Această importantă grupă cuprinde trei elemente pentru care se vor da informaţii mai detaliate, şi anume:

— regulator PID avînd dimensiunile şi următoarele caracteristici ale parametrilor ajustabile:

banda de proporţionalitate	0,5/2 ÷ 2 000 %
timp integral	10 s ÷ 1 800 s
timp diferenţial	1,5/5 s ÷ 600 s

Aceste intervale au 24 trepte.

Schema de principiu a acestui regulator este arătată în figura 1. Regulatorul are o variantă PI cu caracteristici asemănătoare celor indicate. :

— regulator PID orb care are aceleaşi caracteristici cu cel de mai sus, dar fără aparate de măsură;

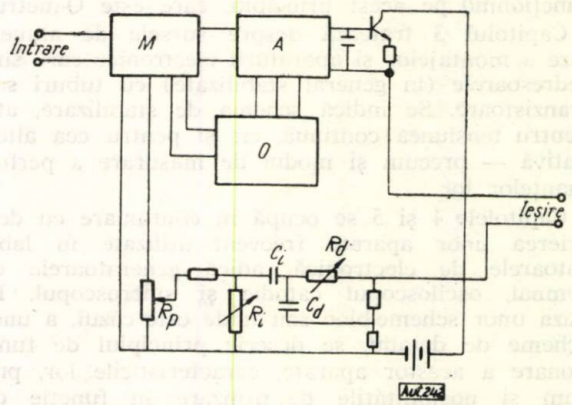


Fig. 1. Schema de principiu a regulatorului PID: *M* — modulator magnetic; *A* — amplificator; *O* — oscilator.

— regulator bipoziţional care cuprinde în aceeaşi cutie şi un releu avînd contacte pentru 3A, 220 V, 50 Hz.

f. Elemente adaptoare de ieşire.

La ieşirea din regulatoarele continue semnalul 2—10 mA acţionează asupra unui adaptor (convertor) electronopneumatic care comandă un ventil cu acţionare pneumatică. Acest convertor electronopneumatic poate cuprinde într-o variantă constructivă şi un poziţioner. Ieşirea regulatorului bipoziţional provoacă funcţionarea unui releu electric de putere.

În totalitatea lui sistemul va cuprinde aproximativ 60 elemente funcţional diferite. Execuţia lor se va face atît pentru medii normale, cît şi în variantă, pentru a îndeplini prescripţiile pentru aparatura electronică funcţionînd în medii explozive.

Schemele electronice sînt complet tranzistorizate.

I. Papadache

RECENZII

E. NICOLAU şi M. BELIŞ. **Măsuri electronice generale.** Bucureşti, Editura tehnică, 1964, 414 pag. 497 fig., 24 ref. bibl.

În lucrare se prezintă metodele generale şi aparatele de bază utilizate în tehnica măsurărilor electronice.

Aparatele de măsurări electronice prezentate în lucrare în etapa actuală de dezvoltare a ştiinţei şi tehnicii pot fi întîlnite în cercetare, proiectare, fabricare, montaj, exploatare, reparaţii etc. în cele mai variate ramuri ale economiei naţionale.

Pe această linie, volumul de faţă aduce o contribuţie preţioasă pentru elucidarea problemelor de bază din domeniul măsurărilor electronice, atît în ceea ce priveşte metodele de măsură propriu-zise, cît şi în privinţa principiului de funcţionare a diferitelor tipuri de aparate.

Lucrarea este constituită din 15 capitole însoţite de numeroase scheme ale aparatelor de măsură şi scheme de montaj, grafice şi tabele, cuprinzînd cele mai noi realizări în acest domeniu, şi reflectă o muncă deosebită a autorilor în tehnica măsurărilor.

Capitolul 1 se ocupă cu descrierea diverselor elemente de circuit care se utilizează în electronică: rezistenţe, bobine, condensatoare; se descriu tipurile constructive, cum şi comportarea lor la diverse frecvenţe, insistînd asupra operaţiei elementelor parazite.

În capitolul 2 se dau metode pentru măsurarea impedanţelor în audio frecvenţă, dintre care metodele de punte sînt analizate în mod deosebit. Trecînd la domeniul frecvenţei mai înalte se descriu metodele de măsură a impedanţelor cu ajutorul circuitului acordat, cum şi aparatul de laborator funcţionînd pe acest principiu, care este Q-metrul.

Capitolul 3 tratează despre sursele de alimentare a montajelor şi aparaturii electronice care sînt redresoarele (în general stabilizate) cu tuburi sau tranzistoare. Se indică schema de stabilizare, atît pentru tensiunea continuă, cît şi pentru cea alternativă — precum şi modul de măsurare a performanţelor lor.

Capitolele 4 şi 5 se ocupă în continuare cu descrierea unor aparate frecvent utilizate în laboratoarele de electronică, adică generatoarele de semnal, osciloscopul catodic şi sincroscopul. Pe baza unor scheme-bloc sau unde este cazul, a unor scheme de detaliu, se descrie principiul de funcţionare a acestor aparate, caracteristicile lor, precum şi posibilităţile de utilizare în funcţie de aceste caracteristici.

Capitolele 6—11 inclusiv se ocupă cu descrierea metodelor de măsură a mărimilor care caracterizează semnalele în domeniul audio şi radiofrecvenţă, cum ar fi: intensitatea tensiunilor şi a curenţilor, puterea, frecvenţa şi faza semnalelor, gradul de distorsiune şi gradul de modulaţie. Concomitent cu metodele de măsură se descriu aparatele corespunzătoare care permit măsurarea directă a acestor mărimi ca: voltmetre şi milivoltmetre electronice, frecvenţmetre cu citire directă, distorsiometre, analizoare de semnal, modulometre, fazmetre electronice etc.

Este de menţionat, ca un punct pozitiv, prezentarea şi analiza funcţionării unor aparate moderne, de tip digital (voltmetre, frecvenţmetre, fazmetre) care, datorită calităţilor lor, au început să fie utilizate pe scară din ce în ce mai largă în laboratoare, pe lîngă aparatura clasică.

Capitolele 12—15 inclusiv se ocupă cu descrierea metodelor de măsură a parametrilor tuburilor electronice, a elementelor semiconductoare şi a cristalelor de cuarţ. Dacă măsurarea parametrilor tuburilor constituie un domeniu oarecum clasic în tehnica măsurărilor elementelor semiconductoare (diode şi tranzistoare), cartea de faţă aduce un aport preţios la îmbogăţirea literaturii de specialitate, prin faptul că prezintă o varietate largă de metode de măsură, moderne, indicate de standardele internaţionale.

Prin abordarea amănunţită a problemelor de bază ale tehnicii măsurărilor electronice, cartea constituie un ajutor preţios la îndemîna tehnicienilor şi inginerilor din ţara noastră, precum şi a studenţilor care se pregătesc în domeniul electronicii şi automaticii.

S. Florea

S. SCHÄCHTER., V. CRĂCIUNOIU şi A. CHIRIAC. **Sisteme de reglare automată unificate.** Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

Capitolul 1 tratează despre „Elemente şi scheme" şi cuprinde definiţiile, clasificarea şi caracteristicile principale ale acestora. Această parte necesară înţelegerii restului volumului este bine realizată.

Criticile care se pot face se referă la lipsa de precizie a cîtorva din definiţii, dintre care menţionăm pe acelea referitoare la sistemele de reglare în cascadă, precum şi la unele consideraţii asupra funcţiilor de transfer ale acestor elemente.

Capitolul 2 „Elemente de automatizare unificate" tratează în primul subcapitol caracteristicile generale ale acestora. Alegerea semnalului unificat şi standardizarea constructivă a dimensiunilor este bine prezentată. Subcapitolul următor „Tipizarea circuitelor de reglare", avantaj important al aparaturii unificate, credem că ar fi necesitat o expunere mai amplă. Deşi această problemă se mai reia în ultimul subcapitol al volumului „Exemple de circuite de reglare cu elemente unificate" menţinem pentru ansamblul volumului observaţia critică de mai sus. Subcapitolul „Traductoare" este o parte reuşită a volumului, autorii condensînd într-un spaţiu restrîns o mare cantitate de informaţii bine prezentate asupra acestor elemente.

Subcapitolul următor denumit „Elemente secundare" se ocupă în primul rînd de regulatoare, şi anume de caracteristicile generale ale acestora.

Ca o problemă de terminologie sîntem de părere că este dificil de acceptat că regulatorul este un element secundar într-un sistem de reglare. Apreciind fondul acestui subcapitol, pe care îl considerăm drept unul din cele mai importante ale lucrării, trebuie să observăm că autorii au acordat, din păcate, acestei prezentări un spaţiu prea redus. Din această cauză şi, încercînd în plus să facă o expunere cînd intuitivă, cînd la un nivel riguros, textul cuprinde părţi care nu vor satisface suficient pe cititori. Prezentarea convertoarelor, a înregistratoarelor şi indicatoarelor, este adecvată scopului lucrării. Pentru comportarea elementelor de calcul, unele consideraţii analitice ar fi fost indicate. În ce priveşte elementele auxiliare trebuie să remarcăm buna prezentare a problemelor legate de sursele de energie pneumatică şi, mai ales prin contrast, prea sumara examinare a problemelor legate de sursele de energie electrică.

Subcapitolul „Elemente de execuţie" provoacă unele nedumeriri: a) nu se tratează motoarele electrice, deşi unele din regulatoare, şi anume sistemele unificate pentru acţionări electrice (pag. 216—224), sînt destinate a lucra tocmai cu asemenea elemente de execuţie; b) se dă o excesivă extindere elementelor hidraulice; c) se introduc noţiuni care nu sînt întrebuinţate în expunere (operator raţional, matrice de transfer etc.; d) deşi în circuitul sistemului de reglare interesează funcţiile de transfer ale elementelor componente, acest aspect este tratat sporadic pentru elementele de execuţie.

Capitolul 3 se ocupă de „Sisteme unificate în ansamblul lor", descriindu-se la început amănunţit diferite sisteme unificate pneumatice şi electronice, precum şi categoria specială din sistemele electronice, destinată automatizării acţionărilor electrice. Această parte cuprinde o mare cantitate de informaţii clar prezentate şi bine ordonate. Sistemele alese sînt cele întîlnite în instalaţiile automate de la noi şi se insistă în special în mod just asupra sistemelor asimilate sau în curs de asimilare în ţară. Observaţia pe care o facem este provocată de faptul că autorii nu comentează suficient de critic diferitele tipuri expuse. Credem că ar fi fost de asemenea indicat ca să se arate în ce măsură relaţiile generale stabilite în cap. 2 sînt îndeplinite de diversele tipuri de regulatoare.

Ultimele două subcapitole „Sisteme unificate de reglare în tehnica automatizării" şi „Exemple de circuite de reglare cu elemente unificate" dau unele informaţii, poate prea sumare, în legătură cu introducerea regulatoarelor unificate în industrie.

Din punct de vedere tipografic, deşi prezentarea textului, figurilor şi tabelelor este bună, credem că un format şi o literă mai mare ar fi fost mai adecvate lucrării. În ce priveşte coperta, desenul din partea de sus, deşi pare a fi inspirat din figura 68, rămîne totuşi de neînţeles.

Ţinînd seamă de scopul pe care l-au urmărit autorii, şi anume ca lucrarea „să constituie o informare sistematică pentru inginerii lucrînd în proiectarea, execuţia şi exploatarea sistemelor automate", acest scop este desigur bine îndeplinit.

Se prezintă în acest volum o mare cantitate de informaţii într-o formă succintă şi clară. Lucrarea va fi deci folositoare şi constituie o completare importantă a literaturii de specialitate din ţara noastră.

I. Papadache

N. RANCU şi L. TÖVISSI. **Statistica matematică cu aplicaţii în producţie.** Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1963, 893 pag., 133 fig., 59 ref. bibl.

Studiul fenomenelor întîmplătoare este de primă importanţă pentru ştiinţa, tehnica şi economia epocii noastre. Pentru a pune la dispoziţia cadrelor de matematicieni, ingineri şi economişti realizările obţinute pînă în prezent în acest domeniu, Editura Academiei R.P.R. a iniţiat seria „Calculul probabilităţilor", din care au apărut 5 volume. Primele patru tratează cu precădere problemele teoretice legate de procesele aleatorii: teoria proceselor cu legături complete, strategia jocurilor, sisteme şi numere aleatorii, metoda selecţiei, programarea matematică etc.

Al V-lea volum, „Statistica matematică cu aplicaţii în producţie" umple un gol în literatura noastră ştiinţifică în sensul că reprezintă o expunere amănunţită şi sistematică a aplicaţiilor metodelor matematice statistice în producţia industrială.

Aceste metode, folosite pe scară din ce în ce mai largă în toate ţările lumii avansate din punct de vedere ştiinţific şi industrial (şi care încep să fie folosite şi la noi în ţară), conduc la o tratare mai unitară şi mai riguroasă a fenomenelor legate de producţia de serie, de organizarea sectoarelor economice productive sau neproductive, de transport etc.

O asemenea tratare a problemelor economice permite realizarea unor indici calitativi şi cantitativi mai buni în viitor pe baza sintetizării experienţei trecute. Totodată, pe baza unor interpretări corecte a măsurărilor şi statisticilor referitoare la un proces în curs de desfăşurare, se pot constata abateri de la anumite caracteristici impuse, se pot determina cauzele acestor abateri şi deci crea condiţiile necesare eliminării lor.

Capitolul I cuprinde noţiunile fundamentale de matematică, legate de prezentarea datelor observării în distribuţii ale evenimentelor. Introducerea fiecărei noţiuni noi este însoţită de exemple practice, ceea ce dă prezentării un pronunţat caracter didactic.

Capitolul al II-lea „Verificarea ipotezelor. Criterii de semnificaţie" intră în detaliul unor noţiuni absolut necesare pentru aplicarea controlului statistic ca: criteriile de semnificaţie **z** bilateral şi unilateral, criteriul de semnificaţie **t**, criteriul de semnificaţie $\mathbf{x^2}$, criteriul egalitate **a**, **k**, dispersii teoretice etc.

Ca şi în capitolul I, introducerea noţiunilor este însoţită de exemple numerice.

În afară de noţiunile prezentate în capitolele I şi II referitoare la metodele statisticii matematice, pentru a putea aplica controlul statistic mai trebuie cunoscut în amănunt modul de desfăşurare a procesului tehnologic.

Capitolul al III-lea se ocupă de metodele folosite pentru analiza desfăşurării procesului tehnologic.

Astfel, se dau criterii pentru verificarea caracterului întîmplător al împrăştierii, criteriu pentru excluderea valorilor care se abat mult de la valoarea majorităţii şi criterii pentru verificarea corespondenţei dintre distribuţia teoretică şi cea empirică.

Se introduce de asemenea o noţiune pentru a caracteriza cîmpul de împrăştiere prin cîmpul de toleranţă, şi anume procentul de rebut probabil.

Capitolul al IV-lea atacă problema atît de importantă a metodelor statistice de control al fabricaţiei. După ce sînt arătate cauzele pentru care metodele actuale de control total al calităţii produselor sînt depăşite (cu exemplificări) se face o analiză amplă a metodelor statistice folosite în acelaşi scop.

Ideea care stă la baza controlului statistic este calcularea a doi parametri pentru fiecare selecţie din producţia agregatului: una care caracterizează precizia maşinii şi alta care caracterizează reglarea ei.

Metodele de control prezentate, cu exemple detaliate sînt deosebit de variate: metoda mediei aritmetice, metoda abaterii mediei pătratice, metoda amplitudinii împrăştierii, metoda probelor ordonate, precum şi folosirea metodelor combinate.

Se indică de asemenea metode de control statistic al caracteristicilor strict pozitive (excentricităţi, bătăi, ovalităţi) şi controlul prin calibre de distribuţie.

O analiză matematică mai profundă se face în capitolul al V-lea referitor la „Analiza dispersională".

De fapt, prin conţinutul său acest capitol apare mai apropiat de primele două capitole ale cărţii.

Capitolul al VI-lea şi ultimul se ocupă de: „Analiza legăturilor dintre caracteristicile produselor industriale".

În acest capitol se caută metode de stabilire a legăturilor ce pot apărea între două sau mai multe variabile aleatorii.

Se introduc întîi noţiunile de bază de teoria corelaţiei şi coeficientul de corelaţie atît în cazul distribuţiilor discrete, cît şi în cazul distribuţiilor continue. Pe baza acestor noţiuni se face în paralel o analiză a corelaţiei şi regresiei în cazul a două variabile.

Se analizează apoi cazuri speciale de corelaţie curbilinie şi multiplă şi se dau în ultimul paragraf metode de rezolvare ale ecuaţiilor normale.

Cartea se încheie cu o anexă cu tabele necesare în calculele statistice. Realizarea grafică este îngrijită: textul este însoţit de foarte multe tabele care uşurează parcurgerea lucrării.

P. Dimo

I. NICOLAU. **Introducere în cibernetică.** Bucureşti, Editura tehnică, 1964

Importanţa deosebită pe care o capătă cibernetica în momentul de faţă face necesară cunoaşterea ei de cercuri largi de ingineri, medici, biologi, lingvişti etc. Prezenta lucrare reuşeşte să facă accesibile noţiunile de bază ale ciberneticii, chiar şi celor care nu sînt familiarizaţi cu un instrument matematic complicat. Caracteristic pentru lucrare este claritatea cu care sînt expuse noţiunile de bază ale ciberneticii, metodele ei şi principalele rezultate obţinute.

După o introducere în care se arată, în special, rezultatele obţinute de şcoala romînească de cibernetică, se trece la prezentarea unor noţiuni matematice indispensabile pentru cibernetică: teoria mulţimilor şi algebra booleană. Deşi în prinicipal se prezintă aşa-numita „teorie naivă a mulţimilor" se dau şi elemente de teoria axiomatică a mulţimilor.

În continuare se prezintă studiul modelelor, se face descrierea calculatoarelor digitale şi se vorbeşte despre algoritmi şi programare. În capitolul intitulat „limbajul electronic" se insistă asupra programării calculatoarelor digitale.

Se trece apoi la sistemele de comunicaţii, studiindu-se atît aspectele generale, cît şi unele chestiuni particulare, legate de un important sistem de comunicaţii: neuronul, după care urmează o introducere în neurocibernetică.

În mod firesc se trece la teoria informaţiei, prezentîndu-se atît aspectele ei generale, cît şi unele aplicaţii.

În ultima parte se dau elemente de automatică, teoria jocurilor, strategie. Se arată legătura dintre cibernetică şi lingvistică şi se insistă asupra unor probleme filozofice legate de inteligenţa artificială.

Lucrarea scoate în evidenţă contribuţia şcolii romîneşti de cibernetică, cum şi aportul autorului la dezvoltarea ciberneticii.

Cartea se adresează unor cercuri largi de cititori, dar poate fi citită cu folos de către studenţii şi inginerii nespecialişti care se interesează de calculatoare electronice, neurocibernetică şi inteligenţă artificială.

S. Florea

K. K. BELEA. **Oscilaţii neliniare în sistemele de reglare şi comandă automată** (Nelineinîe Kolebania v sistemah avtomaticeskovo regulirovania i upravlenia. Moscova, Maşghiz, 1962, 263 pag., 49 fig., 58 ref. bibl.

Adîncirea studiului proprietăţilor sistemelor automate neliniare este una dintre problemele actuale cele mai importante ale automaticii, fiind una din direcţiile esenţiale de dezvoltare a acesteia. Cartea recenzată tratează problema oscilaţiilor sistemelor neliniare de reglare şi comandă automată, strîns legată de problema esenţială a stabilităţii sistemelor neliniare.

În partea întîi a lucrării sînt expuse metodele analitice de determinare şi cercetare a oscilaţiilor neliniare în sistemele automate. Este prezentată structura actuală a teoriei sistemelor neliniare de reglare şi comandă automată şi sînt expuse noţiunile fundamentale legate de studiul regimurilor dinamice în sistemele neliniare. Sînt analizate apoi în detaliu regimurile periodice în sistemele automate care cuprind un singur element neliniar cu caracteristica liniară pe porţiuni, în sistemele cuprinzînd elemente cu unele neliniarităţi tipice şi în sistemele incluzînd mai multe neliniarităţi. În acest din urmă caz este analizată soluţia periodică pentru un sistem cu cîteva elemente de tip releu.

După expunerea problemei stabilităţii soluţiei periodice a sistemelor cu caracteristici liniare pe porţiuni, sînt analizate metodele de înlăturare a autooscilaţiilor şi de compensare a altor efecte negative ale neliniarităţii caracteristicilor asupra dinamicii sistemelor de reglare şi comandă automată.

În partea a doua a lucrării este expusă o metodă de integrare a ecuaţiilor diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi care nu necesită rezolvarea ecuaţiei caracteristice şi apoi sînt prezentate metodele de construcţie a proceselor tranzitorii a mişcărilor stabilite în sistemele cu caracteristici liniare pe porţiuni.

Metodele prezentate permit larga utilizare a tehnicii calculului numeric pentru cercetarea proprietăţilor şi comportării dinamice a sistemelor neliniare.

Cartea este utilă cercetătorilor şi inginerilor care lucrează în domeniul reglării şi comenzii automate a obiectelor dinamice, cum şi studenţilor şi aspiranţilor care se specializează în această direcţie. De un deosebit interes practic sînt capitolele cinci şi şase din prima parte şi capitolul opt din partea a doua.

P. Cristea

N. Marinescu şi E. Barbu. **Teoria circuitelor de comutaţie.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1964, 450 pag., 465 fig., 42 ref. bibl.

Această lucrare reprezintă ediţia a 2-a, prelucrată şi revăzută, a problemelor de analiză şi sinteză privind teoria circuitelor de comutaţie. În cele 6 capitole pe care le cuprinde sînt tratate principiile de bază ale analizei şi sintezei logice, cum şi structura fizică a diferitelor dispozitive folosite în automatică.

Cantitatea şi componenţa elementelor din diferitele instalaţii automate şi echipamente de telecomunicaţii, cum şi modul lor de conectare, trebuie făcute după o anumită structură logică.

Sinteza logică creează structura logică a dispozitivului, iar analiza logică o explică. Prin sinteza logică condiţiile de lucru ale dispozitivului sînt transformate dintr-o formă comodă pentru înţelegerea funcţionării sale într-o formă comodă pentru realizarea acestor dispozitive.

Din acest punct de vedere lucrarea recenzată rezolvă o necesitate legată de pregătirea teoretică a studenţilor, a cadrelor de ingineri şi tehnicieni care lucrează în domeniul automaticii şi telecomunicaţiilor şi aduce o contribuţie importantă în analiza şi sinteza circuitelor de comutaţie.

Lucrarea sistematizează şi generalizează experienţa acumulată în ţara noastră şi în alte ţări în domeniul sistemelor automate.

Faţă de prima ediţie, capitolele I şi II din ediţia a II-a au fost completate cu: funcţiile lui Scheffer, suprapunerii de funcţie, scheme în punte, trecerea la dipol π şi multipoli.

În capitolul III au fost introduse elemente de comutaţie noi ca: spasistorul, transfluxorul, perisistorul etc., iar celelalte elemente de comutaţie fără contacte de tipul tuburilor cu catod rece, tranzistoarele şi feritele au fost studiate mai detaliat, punîndu-se accentul pe parametrii principali în regim de comutaţie.

Capitolul IV tratează sinteza circuitelor logice pe baza relaţiilor logice studiate în capitolele I şi II.

Sînt date, de asemenea, schemele logice formate din elemente UNILOG, ŞI — SAU — NU, cum şi structuri NICI, deosebit de economice.

Pe baza schemelor-bloc în continuare s-au studiat schemele de principiu, realizate cu elemente descrise la capitolul III, astfel încît schema, în ansamblu, să conţină un număr minim de elemente, respectîndu-se în acelaşi timp condiţiile tehnice şi economice.

În ultima parte a capitolului autorii dau formule de proiectare şi de verificare a circuitelor logice, pentru condiţiile cele mai dezavantajoase, cînd variază parametrii şi tensiunile de alimentare.

În capitolul V se face, mai întîi, o prezentare de ansamblu a circuitelor basculante, cu tranzistoare însoţite de calcule laborioase, în care se pune accentul pe funcţionarea lor în circuitele de memorie şi numărare.

În continuare se studiază selectoarele cu contacte şi elementele fără contacte şi se prezintă comparativ diferitele tipuri de selectoare.

Circuitul de registru ocupă un loc important în cadrul acestui capitol, dîndu-se totodată şi formulele logice necesare analizei, cum şi programul de lucru în vederea sintezei.

În capitolul VI s-au inclus paragrafe privind schemele logice de algoritmi, circuitele de test, circuitele cu convorbire etc.

Cu aceste studii se face un pas înainte în rezolvarea problemelor legate de centralele telefonice automate electronice.

În lucrare sînt capitole şi paragrafe care sintetizează studiile şi cercetările autorilor. Astfel, conţinutul capitolului IV oglindeşte, în mare parte, o lucrare originală de sinteză a circuitelor logice. De asemenea, studiul circuitului de registru (subparagraful V.8.1.), paragrafele şi subparagrafele care se referă la multiplii de selecţie, circuitul de stingere a tuburilor cu catod rece (subparagraful V.8.3), dispozitivele de tonuri şi apel din CTA de capacitate mică etc.

În lucrare se ridică unele probleme teoretice privind asimilarea potenţialelor din diferite puncte ale schemelor complexe cu contactele elementelor de comutaţie (paragraful II.13), posibilităţile de codificare automată prin simplificarea multipolilor (paragraful II.14), posibilităţile de transformare a codului monur prin intermediul multipolului de necoincidenţă în progresie geometrică cu raţia 2 sau alte progresii (subparagraful IV.7.1) etc.

În concluzie, se poate spune că lucrarea „Teoria circuitelor de comutaţie" prin conţinut aduce o nou orientare în tratarea problemelor complexe de comutaţie din domeniul telecomunicaţiilor şi sistemelor automate, atît pe plan teoretic cît şi practic.

Nota inginerească dată lucrării vine să completeze lucrările teoretice de logică matematică, care au făcut ca ţara noastră să ocupe un loc de frunte pe plan mondial.

S. Florea

Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1963, 579 pag., 522 fig., 461 ref. bibl.

Apariţia tranzistoarelor şi a altor dispozitive semiconductoare a făcut posibil un nou avînt al utilizării electronicii în industrie, telecomunicaţii, medicină etc. Folosirea tot mai largă a tranzistoarelor în automatică, radiotehnică, cum şi în alte domenii ale practicii, presupune elaborarea şi verificarea experimentală a unei metodicii specifice de proiectare a circuitelor electronice realizate cu dispozitive semiconductoare, metodică ce trebuie să se găsească în mod necesar la dispoziţia specialiştilor care se ocupă cu calculul unor astfel de sisteme sau lucrează în domeniul exploatării lor. Din acest punct de vedere, iniţiativa Editurii tehnice de a publica lucrarea recenzată este binevenită, iar apariţia cărţii constituie un eveniment de seamă pentru inginerii electronişti şi automatişti din R.P.R.

Cartea cuprinde 7 capitole. În primul capitol sînt examinate principalele caracteristici funcţionale ale diverselor dispozitive semiconductoare (diode de redresare şi de comutaţie, diode stabilizatoare, diode-tunel, tranzistoare, tiristoare, dispozitive fotoelectrice etc.), privite ca elemente de circuit. O atenţie deosebită este acordată fiecărui caz în parte, valorilor limită ale diferitelor mărimi electrice, caracteristice pentru funcţionarea dispozitivelor, şi care au o mare însemnătatate pentru utilizarea practică a acestora. Capitolul conţine relaţii de calcul utile şi în acelaşi timp oferă cititorului o mare varietate de date practice. Sînt prezentate, de asemenea, numeroase exemple de calcul. Prin structura şi conţinutul său, acest capitol poate fi foarte util celor ce doresc să se familiarizeze cu caracteristicile de funcţionare şi exploatare ale dispozitivelor semiconductoare.

Capitolul 2 se referă la metodele de proiectare ale schemelor de amplificare cu tranzistoare frecvent utilizate în practica industrială. Primele două paragrafe ale acestui capitol au un caracter mai general, ele exprimînd metodele de calcul al circuitelor de stabilizare a poziţiei punctului de funcţionare şi, ceea ce este foarte important, metodica de calcul complex al regimului termic al tranzistorului. În continuare, autorii se ocupă de proiectarea amplificatoarelor de curent continuu (cu cuplaj direct şi cu modulare-demodulare prin întrerupere), a amplificatoarelor operaţionale tranzistorizate, cum şi a altor circuite speciale de amplificare (selective, cu impedanţă de intrare mare şi foarte mare etc.). O atenţie deosebită este acordată tratării metodelor de calcul al unor amplificatoare speciale pentru automatică (de curent mediu, sensibile la fază etc.).

În capitolul 3 sînt expuse problemele mai importante ale proiectării oscilatoarelor armonice (LC şi LC) cu tranzistoare şi sînt prezentate — împreună cu o serie de consideraţii calitative — unele scheme mai complexe de oscilatoare cu performanţe foarte bune sau destinaţie specială. Materialul cuprins în acest capitol poate fi util nu numai în aplicaţiile industriale, ci şi în radiotehnică şi tehnica măsurărilor.

Următoarele două capitole (4 şi 5) tratează despre aparatele tranzistorizate, utilizate în măsurarea mărimilor electrice şi neelectrice. Ambele capitole cuprind un material vast, care poate fi deosebit de util specialiştilor în tehnica măsurărilor şi în automatică. În capitolul 4 sînt date principalele relaţii de calcul al amplificatoarelor de măsură cu tranzitoare, sînt prezentate circuitele de măsură cu diode semiconductoare, amplificatoarele galvanometrice, milivoltmetrele de curent alternativ şi de curent continuu, ampermetrele şi miliampermetrele cu generatoare Hall sau cu termistoare, osciloscoapele şi comutatoarele electronice realizate cu tranzistoare etc. În capitolul 5 se expun apratele pentru măsurarea mărimilor neelectrice (deplasări, grosimi, niveluri, forţe, presiuni, timp, turaţii, debite, temperaturi etc.). Acest capitol are, în general, un caracter descriptiv, insistîndu-se asupra structurii şi caracteristicilor numărului mare de scheme concrete care sînt prezentate. Ultimul paragraf conţine descrierea unor scheme tranzistorizate de control şi semnalizare industrială.

Capitolul 6 al lucrării constituie o încercare reuşită de a prezenta o sinteză a utilizării tranzistoarelor în tehnica medicală. Autorul capitolului insistă, în special, asupra desecrierii funcţionării unor aparate electromedicale tranzistorizate şi prezentării caracteristicilor lor tehnice, oprindu-se mai rar asupra metodelor de calcul al circuitelor respective. Materialul cuprins în acest capitol este deosebit de variat, el acoperind, practic, întreaga gamă de aparate electromedicale, folosite frecvent în prezent — de la dispozitivele electronice pentru măsurarea conductanţei pielei, pînă la acelea de măsurare a rezistenţei ţesutului cerebral în timpul intervenţiilor chirurgicale pe creier.

Ultimul capitol al cărţii se referă la siguranţa în funcţionare a aparaturii electronice şi pune accentul pe siguranţa dispozitivelor semiconductoare şi a aparaturii realizate cu acestea. Materialul este prezentat la un nivel teoretic înalt, autorul reuşind în acelaşi timp să prezinte în mod accesibil metodele de calcul al siguranţei în funcţionare, cum şi corelaţia dintre acestea şi metodele de proiectare a aparaturii radioelectronice.

Lucrarea cuprinde o vastă bibliografie, ceea ce constituie o garanţie a valorii materialului expus, mai ales că majoritatea lucrărilor consultate au fost publicate în ultimii ani. Cartea se adresează în pri-

mul rînd inginerilor care lucrează în electronică şi automatică, însă ea poate fi, în aceeaşi măsură, utilă cadrelor didactice şi studenţilor din facultăţile cu acest profil.

M. Petrescu

Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme, vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1964, 530 pag., 530 fig., 460 ref. bibl.

Lucrarea recenzată prezintă problemele fundamentale ale funcţionării circuitelor de comutaţie şi surselor de alimentare realizate cu dispozitive semiconductoare, conţinînd în acelaşi timp metodica de proiectare a principalelor circuite din aceste categorii. Fără îndoială că în condiţiile utilizării pe scară tot mai largă a tranzistoarelor şi a altor dispozitive semicunductoare în practica industrială (în special în automatică), apariţia unei astfel de lucrări, în limba romînă, constituie un ajutor important pentru specialiştii care lucrează în domeniul proiectării sau exploatării diferitelor dispozitive sau sisteme electronice.

Cartea conţine 10 capitole, dintre care primele 6 cuprind circuitele de comutaţie, iar următoarele 4 se referă la circuitele de alimentare cu dispozitive semiconductoare.

Capitolul 1 tratează, în principal, regimul de comutaţie a diodelor semiconductoare şi tranzistoarelor. Autorii prezintă concis şi clar aspectele principale ale procesului de comutaţie, definesc parametrii care caracterizează acest regim de funcţionare şi arată ce condiţii trebuie îndeplinite pentru asigurarea stării de blocare sau de saturaţie. Este foarte bine conceput paragraful referitor la procesele tranzitorii ce au loc în tranzistorul în regim de comutaţie. Acest paragraf conţine — ca de altfel întregul capitol — principalele relaţii de calcul necesare în practică, cum şi un număr de nomograme ce pot fi utilizate la determinarea duratelor diferitelor etape care intervin în comutarea unui tranzistor. Tot în capitolul 1 este examinată comportarea miezurilor magnetice cu ciclu de histerezis dreptunghiular (CHD), în regim de comutaţie.

În capitolul 2 sînt tratate probleme privind proiectarea diferitelor circuite logice realizate cu diode şi rezistenţe, cu diode şi tranzistoare, cu rezistenţe şi tranzistoare, cu diode-tunel şi circuite magnetice cu CHD. Diodele şi rezistenţele intră în alcătuirea circuitelor logice care realizează numai funcţii booleene monotone. Folosind şi tranzistoare, se pot obţine sisteme funcţionale complete, cu ajutorul cărora se pot sintetiza scheme logice oricît de complexe.

Autorul examinează comportarea circuitelor logice la viteze mari de lucru şi indică metodele de mărire a acestora.

Tot în acest capitol se tratează problema comenzii circuitelor logice în curent şi metodele de cuplare a elementelor fundamentale. Tabela de comparaţie a diferitelor tipuri de circuite logice cu tranzistoare oferă posibilitatea alegerii schemei adecvate, în funcţie de necesităţile logice şi tehnice impuse. Capitolul conţine relaţii de proiectare însoţite de un număr mare de exemple.

Capitolul 3 conţine proiectarea circuitelor regenerative cu tranzistoare. Sînt prezentate detaliat circuitul bistabil simetric cu 2 surse de alimentare şi cel cu polarizare automată, circuite basculante de putere, folosite în schemele de reglare automată şi acţionări, circuitul Schmitt, relee de timp bazate pe circuite monostabile. Foarte pe larg se tratează circuitele astabile şi generatoarele de tensiune liniar variabilă, la acestea din urmă prezentîndu-se utilizările mai importante cu scheme practice.

În capitolul 4 se tratează proiectarea circuitelor regenerative cu tranzistoare şi miezuri magnetice cu CHD.

După o scurtă examinare a proceselor fizice ce au loc în circuitele de acest tip, se trece la proiectarea circuitului ferită-tranzistor, dîndu-se şi un exemplu numeric.

Sînt prezentate succint circuitele monostabile şi astabile realizate cu tranzistoare şi miezuri magnetice cu CHD. Sînt tratate pe larg circuitele de relaxare cu reacţie prin transformator — generatoarele autoblocate.

Capitolul 5 al cărţii este consacrat numărătoarelor. Sînt examinate numărătoare binome şi zecimale, numărătoare în inel, distribuitoare, registru de deplasare şi numărătoare reversibile. Pe baza schemelor prezentate se explică principiile de funcţionare a diverselor numărătoare. O atenţie deosebită se acordă numărătoarelor pentru cadenţe de impulsuri ridicate. De asemenea, în capitol sînt arătate pe larg diverse elemente de afişare a rezultatului numărării. După ce se clasifică şi se organizează pe scurt elementele de afişaj se trece la disocierea şi proiectarea detaliată a sistemului de afişare cu tuburi cu descărcare în gaz, dat fiind larga lui răspîndire.

În capitolul 6 se tratează sisteme de comutaţie statică cu funcţionare discretă, utilizate în industrie.

Avînd la bază circuitele prezentate în capitolele 2, 3, 4, 5 se prezintă problemele care apar la realizarea sistemelor unificate de comutaţie statică. Se dau elemente de algebră booleenă, insistîndu-se asupra aplicării ei la sinteza schemelor de comutaţie.

În continuare sînt prezentate sisteme industriale de comutaţie statică, cu dispozitive magnetice şi semiconductoare. Se insistă, îndeosebi, asupra sistemului avînd ca bază elementul care realizează funcţia logică NICI.

Următoarele 4 capitole sînt consacrate circuitelor de alimentare cu dispozitive semiconductoare. Sînt examinate redresoarele de putere, redresoarele reglabile cu tiristoane, sursele stabilizate, convertoarele şi invertoarele. Autorii descriu circuitele şi dau metode de proiectare. Materialul acestor capitole este legat în numeroase exemple cu caracter explicativ.

Lucrarea recenzată conţine o bibliografie vastă, cu referiri în text şi repartizată pe capitole. Materialul este expus la un înalt nivel şi cu multe exemple practice, ceea ce face ca lucrarea să fie de un real folos proiectanţilor şi tuturor specialiştilor în electronică şi automatică.

A. Petrescu

Gh. Goga, C. Popescu, E. Vasiliu, A. Vătăşescu şi R. Vartic. **Tuburi electronice şi dispozitive semiconductoare.** Bucureşti, Ed. Tehnică, 1964, 408 pag., 379 fig., 94 ref. bibl.

Introducerea din ce în ce mai largă în uzinele, fabricile şi întreprinderile din toate ramurile industriale, a dispozitivelor electronice de automatizare şi telemecanizare, face ca lucrarea de faţă să prezinte un deosebit interes pentru specialiştii ce lucrează în aceste domenii.

Cartea este alcătuită din două părţi. Prima parte este consacrată unui studiu amănunţit al tuburilor electronice. După o descriere detaliată a fenomenelor fizice care caracterizează emisia electronică şi mişcarea electronilor în cîmpuri electrice şi magnetice se trece la prezentarea diferitelor tipuri de catozi folosiţi la construcţia tuburilor electronice, dîndu-se o clasificare a acestora şi cîteva norme de exploatare a lor.

Precizarea acestor noţiuni face posibilă descrierea mai departe a tuburilor electronice cu doi, trei, patru, cinci şi mai mulţi electrozi, explicîndu-se funcţionarea lor. Tot în această parte se prezintă comportarea tuburilor electronice la frecvenţe înalte, dîn-

du-se indicaţii cu referire la modificările constructive care trebuie făcute tuburilor pentru a lucra în bune condiţii la frecvenţe ridicate. Tuburile catodice cu descărcări în gaze şi cele fotoelectrice sînt descrise în ultimele trei capitole ale primei părţi, explicîndu-se funcţionarea celor mai utilizate tuburi. Astfel sînt descrise, pe rînd: tiratroanele, stabilitroanele, multiplicatoarele fotoelectronice, iconoscopul, superconiscopul, orticonul, vidiconul. Sfîrşitul fiecărui capitol este rezervat unor tabele de tuburi mai frecvent utilizate, indicîndu-se caracteristicile lor tehnice.

Partea a II-a a cărţii tratează probleme legate de dispozitivele semiconductoare. După o descriere amănuţită a fenomenelor fizice care stau la baza semiconductoarelor se analizează pe larg joncţiunea *pn* atît în regim staţionar cît şi în regim dinamic. Un întreg capitol este destinat descrierii şi analizei funcţionării diferitelor tipuri de diode semiconductoare utilizate frecvent în practică. În continuare sînt tratate problemele teoretice legate de funcţionarea tranzistorului cu joncţiuni. Se analizează funcţionarea tranzistorului cu joncţiuni atît în regim staţionar, cît şi în regim de comutaţie, precum şi comportarea acestuia la diferite frecvenţe. Sînt prezentate mai multe tipuri de tranzistoare pentru puteri, dîndu-se indicaţii privitoare la construcţia şi exploatarea acestora.

Un ultim capitol al acestei lucrări este destinat tratării dispozitivelor semiconductoare speciale, analizîndu-se pe rînd tiristoarele, tranzistoarele unijoncţiune, tranzistoarele cu efect de cîmp, dispozitivele semiconductoare fotosensibile şi termistoarele.

Prezentarea în această lucrare a tuturor dispozitivelor electronice, frecvent întîlnite în practica industrială, precum şi a multor dispozitive noi, în special în partea privitoare la dispozitivele semiconductoare, face ca această lucrare să fie utilă inginerilor de specialitate, precum şi studenţilor din domeniul electronicii şi automaticii.

I. Dumitrache

DOCUMENTARE

D. BALLY, S. TODIREANU, S. RÎPEANU şi M. G. BELLONI. **Reflecţie totală a neutronilor pe oglinzi metalice** (Total Reflection of Neutnus from metallic mirrors). În: Review of Scientific Instruments, vol. 33, nr. 9, sept 1962, p. 916—919

Studiul difractometrelor şi spectrometrelor de neutroni a arătat că în determinarea luminozităţii şi a puterii de rezoluţie trebuie ţinut seamă de efectul parazit al reflecţiei totale a neutronilor pe pereţii fantei colimatorului. În lucrare se pune problema eliminării sau micşorării reflecţiei totale a neutronilor prin alegerea convenabilă a materialului din care este realizat sistemul de colimare. În acest sens a fost studiată reflexia totală a neutronilor pe oglinzi de Cu, Fe şi Cd. S-a determinat variaţia coeficientului de reflexie funcţie de unghiul de incidenţă, pentru o lungime de undă a neutronilor de 1.161 Å.

De asemenea, s-a urmărit influenţa stării suprafeţei asupra comportării pereţilor, constatîndu-se o reducere de patru ori a coeficientului de reflexie şi o mărire de trei ori a lărgimii curbei de reflecţie cînd se trece de la o suprafaţă polizată la suprafaţă brută. Deoarece pereţii fantei colimatorului trebuie să fie din oţel, suprafaţa care reflectă a fost obţinută prin depunerea electrolitică pe aceştia a unui strat din substanţa studiată. Ca urmare, a fost necesar studiul adîncimii de pătrundere care a fost găsită de 150 Å pentru oglinzile de cupru.

A. NECŞULEA. **Acustica sălilor mari de spectacol din R.P.R.** (Zvukotehnika bolişih zritelinih zalov R.N.R.). În: Biul. naucin, inf. Rum.-Sov. inst. seria matem. fiz. — chimia i tehn. n., 1963, nr. 2, p. 28—41.

Mărimea sălilor cu acustică naturală este limitată de scăderea inteligibilităţii în sălile mari; aceasta face ca sălile cu mai mult de 1 000 de locuri şi volum mai mare de 3 500 m³ să poată fi folosite numai pentru concerte.

În lucrare este discutată influenţa mărimii şi formei marilor săli de concert asupra calităţilor lor acustice. Se fac recomandări privind metodica de proiectare cu ajutorul experimentărilor pe modele. Ca exemple ale rezultatelor obţinute este prezentată sala radiodifuziunii din Bucureşti cu foarte bune calităţi acustice.

Sălile cu electroacustică sînt în principiu adecvate pentru orice manifesări sonore. Îndeosebi este recomandată utilizarea difuzoarelor amplasate spaţial şi alimentate cu întîrziere în timp. Instalaţiile electroacustice, în afara scopului de amplificare a sursei originale, pot fi utilizate pentru diferite efecte sonore: reverberaţie artificială, sunet panoramic, reproducere stereofonică. În lucrare sînt descrise metodele de obţinere a acestor efecte. Ca exemplu este prezentată sala Palatului R.P.R. cu o capacitate de peste 3 000 de locuri, un volum de circa 30 000 m³ şi dimensiuni în plan de aproximativ 50 × 50 m. Lucrarea este însoţită de fotografiile, planurile şi secţiunile sălilor descrise. Se dau caracteristicile de frecvenţă şi timpul de reverberaţie.

CRONICĂ

Sesiunea tehnico-ştiinţifică de la Uzina de fibre sintetice din Săvineşti

Între 28—30 mai 1964, la Piatra Neamţ, a avut loc „prima sesiune tehnico-ştiinţifică de Automatizări şi Tehnica măsurătorilor" organizată de Uzina de fibre sintetice Săvineşti. La sesiune au participat specialişti în automatizări şi aparate de măsură şi control de la marile combinate chimice din ţară, cum şi invitaţi din partea Ministerului Petrolului şi Chimiei, din institutele de studii şi proiectări şi cadre didactice din institutele de învăţămînt superior.

O serie de referate prezentate au arătat preocuparea permanentă a inginerilor automatişti din industrie pentru a menţine în stare perfectă de funcţionare şi pentru continua perfecţionare a instalaţiilor de automatizare şi a aparaturii moderne de măsură şi control cu care au fost înzestrate întreprinderile respective. Pe această linie s-au înscris referatele avînd ca subiecte: „Dimensionarea şi alegerea elementelor de execuţie dintr-un sistem automat" (Timpoc D., Panaitescu Al.), „Îmbunătăţiri practice ale soluţiilor de proiectări şi ale aparaturii de reglare automată utilizată în cadrul C.I.A.P.N. (Sandu O., Atănăsoaie M., Anton, V.), „Supravegherea şi întreţinerea instalaţiilor A.T.M. din industria prelucrătoare de ţiţei" (Bălăcescu A., Popa I.) etc.

Alte referate au scos în evidenţă unele realizări importante ale institutelor de cercetări şi proiectări privind construcţia unor dispozitive şi aparate folosite în automatizarea industriei extractive şi de prelucrare a ţiţeiului din R.P.R. Referatele: „Studiul automatizării în industria extractivă de ţiţei din R.P.R." (Enache D., Pompiliu D.), „Optimizarea proceselor tehnologice" (Lazăr A.) au fost axate pe această temă. De asemenea a trezit interes şi referatul prezentat de Zercicov I. referitor la utilizarea metodelor modelării electrice pentru studiul unor procese care intervin în instalaţiile din industria chimică.

Pe marginea referatelor prezentate au fost purtate vii discuţii care au arătat preocuparea inginerilor din industrie pentru introducerea tehnicii noi. Au fost făcute numeroase propuneri pentru perfecţionarea şi îmbunătăţirea performanţelor unor aparate de măsură şi control. Conferinţa a prilejuit efectuarea unui schimb de experienţă între specialiştii care exploatează aparatura similară în diferite întreprinderi din ţară. În acest mod au putut fi puse în evidenţă unele greutăţi care intervin în exploatarea dispozitivelor de automatizare, în special în faza de acordare a regulatoarelor.

Pentru cei care lucrează în institutele de cercetări şi proiectări, contactul cu inginerii care exploatează dispozitivele de automatizare şi măsurători le-a oferit posibilitatea de a cunoaşte mai profund unele cerinţe privind aparatura de automatizare şi măsurători realizată în ţară.

Participanţii la sesiune au avut prilejul să viziteze unele obiective industriale importante din această regiune, constituite în anii regimului democrat popular ca: Uzina de fibre sintetice Săvineşti, Combinatul de îngrăşăminte cu azot Piatra Neamţ, Hidrocentrala V. I. Lenin, Barajul şi lacul de acumulare de la Bicaz.

Prin caracterul şi organizarea ei, prima sesiune tehnico-ştiinţifică de la Piatra Neamţ a adus o contribuţie importantă la cunoaşterea problemelor legate de exploatarea aparaturii moderne de automatizare din industria chimică şi a dat posibilitatea realizării unui util schimb de experienţă între specialiştii din acest domeniu.

Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice a I.R.M.E.
15—16 mai 1964 — Bucureşti

În zilele de 15 şi 16 mai s-a ţinut sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice a Intreprinderii pentru raţionalizarea şi modernizarea instalaţiilor energetice (I.R.M.E.). În cele patru secţii au fost susţinute un număr de 38 lucrări privind activitatea de studii şi cercetări a I.R.M.E. precum şi cea de asistenţă tehnică şi de producţie. În cadrul secţiei de „Automatizări" s-au prezentat şapte comunicări din domeniul automaticii, telemecanicii şi protecţiei prin relee. Redăm mai jos pe scurt conţinutul acestor lucrări.

1. Instalaţie pentru reglajul automat al puterii unui hidrocentru (ing. C. Mihăileanu, ing. D. Leonida, ing. A. Iancu, ing. V. Ionescu, ing. Gh. Varadi şi ing. R. Mîndru).

Se expun principiile de proiectare, pe baza sintezei sistemelor automate, a unui circuit de reglaj pentru reglarea automată a unui hidroagregat. Se descrie realizarea electrică a elementelor de automatizare ca componente ale instalaţiei complet tranzistorizate.

2. Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice tip telestat, (ing. L. Vaisman, ing. L. Colin, ing. I. Sasu, ing. M. Stoica).

În lucrare se descrie echipamentul de telemecanică tranzistorizat elaborat de I.R.M.E. pentru comanda centralelor hidroelectrice de pe rîul Bistriţa.

3. Aparat pentru formarea binomului de reglaj frecvenţă-putere, (ing. I. Cserveny şi ing. A. Weiss).

În vederea funcţionării interconectate a sistemului energetic naţional cu alte sisteme, pe baza principiului neintervenţiei, a fost proiectat şi realizat un traductor care furnizează o combinaţie liniară între puterea interschimbată şi abaterea de frecvenţă.

4. Filtru releu de componenţe simetrice inverse (ing. R. Zimand).

Se descrie prototipul elaborat pentru un filtru releu de tensiune inversă şi un releu-filtru de ciment invers.

Au mai fost prezentate lucrările: Perspectivele telemecanizării staţiilor din R.P.R. (ing. V. Rodian, ing. L. Apostoloiu, ing. D. Săndulescu).

Propuneri de îmbunătăţire a proiectării comutaţiei secundare de ing. I. Bade, precum şi lucrarea Automatizarea unui grup Ward-Leonard, autori I. Cserveny şi D. Leonida.

Sesiunea de comunicări a Institutului de metrologie

Sesiunea de comunicări a Institutului de metrologie din 2—4 iulie 1964 a marcat, prin numărul temelor abordate şi prin nivelul comunicărilor prezentate, cum şi prin participarea largă a unor cadre didactice din învăţămîntul superior, a cercetătorilor din institute şi a inginerilor din uzine, un moment important nou în dezvoltarea metrologiei teoretice şi aplicate din ţara noastră.

Din cele 74 de comunicări ţinute în şedinţele de lucru pe secţii, reprezentînd lucrările a 107 autori, 39 de comunicări au fost prezentate de cercetători ai I.M., 5 au fost rezultatul colaborării cercetătorilor din I.M. cu alte institute de învăţămînt şi cercetare, 5 au fost expuse de cercetătorii din institutele Academiei R.P.R., 7, de membrii corpului didactic din învăţămîntul superior, 8, de cercetătorii din institutele departamentale şi 8, de ingineri şi tehnicieni din întreprinderi industriale.

Clasificarea lucrărilor din punctul de vedere al valorii ar fi greu de făcut, deoarece toate comunicările prezentate s-au ridicat la un nivel înalt, fie prin caracterul teoretic al soluţiilor, fie prin aspectul lor practic.

Pentru a prezenta o imagine de ansamblu asupra lucrărilor subliniem pe acelea care au propus

soluţii interesante de aplicare a metodelor statistico-matematice la prelucrarea datelor experimentale în tehnica măsurării:

— Criterii statistico-matematice de verificare a corespondenţei dintre distribuţiile teoretice şi distribuţiile empirice — autori Gh. Ispăşoiu, V. Petrescu, N. Rancu — I.S.E.P.;

— Precizia de măsurare a apartelor de încercare a durităţii Vickers cu sarcini mici — autor: M. Raţiu — Institutul de metrologie.

Alte lucrări au adus importante contribuţii prin caracterul original al soluţiilor; dintre cacesta citäm:

— Variaţia cu presiunea a indicelui de refracţie a aerului — colectiv: prof. dr. I. I. Agîrbiceanu — Institutul de fizică atomică;

— Probleme ale definirii şi măsurării rezistenţei în curent alternativ — autor: ing. Aurel Millea — Institutul de metrologie;

— Circuite adaptoare pentru unificarea caracteristicilor traductoarelor rezistive — autori: ing. L. Trufinescu, ing. Th. Nicolau — Institutul de metrologie;

— Ajustaj manometric autoetanş, piston-cilindru rotativ-colectiv: ing. M. Raţiu — Institutul de metrologie;

— Măsurarea temperaturii în puncte multiple cu termosonde cu termistoare — autori: L. Trufinescu, Th. Nicolau — Institutul de metrologie;

— Caracterizarea regimului tranzitoriu al unui regim neliniar de compensare neautomată cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor — autor: ing. A. Stoica — Institutul de metrologie.

Toate aceste lucrări, cum şi altele de acelaşi gen, care n-au fost citate, vor deschide prin aplicarea lor în practică perspectiva introducerii în tehnică a celor mai recente cuceriri ale ştiinţei.

Trebuie subliniate şi lucrările care au dus la rezolvarea unor probleme de metrologie aplicată în uzine, dintre care menţionăm cîteva:

— Nivelment pentru cazane de abur — colectiv: ing. P. Vezeanu — Institutul de cercetări metalurgice; ing. R. Soviani — Institutul de metrologie (aplicată în domeniul instalaţiilor sub presiune);

— Regulator automat cu program de temperatură — autor: ing. Munteanu (aplicat la Uzinele „Carbochim"—Cluj);

— Calculul erorilor de măsurare şi înregistrare a tensiunilor înalte de impuls — autor: Marinescu (lucrare ale cărei rezultate au fost aplicate la Uzinele „Electroputere"—Craiova);

— Cromatograf pentru analiza gazelor — autor: A. Puiu, (aplicat la Combinatul chimic Oneşti) etc.

Considerăm că toate aceste lucrări ar putea fi extinse şi la alte întreprinderi similare din ţară. Rezultatele bune pe care le-au dat în uzinele în care au fost aplicate îndreptăţesc această recomandare.

Ca un fapt ce confirmă conţinutul practic al lucrărilor prezentate în această sesiune, trebuie menţionate cele peste 20 de cereri de colaborare cu Institutul de metrologie ale unor întreprinderi, cum sînt: „Balanţa"-Sibiu, „Carbochim"-Cluj, „Combinatul cauciuc"-Oneşti, „Combinatul siderurgic"-Reşiţa etc.

Rezolvarea în comun a problemelor care fac obiectul acestor solicitări va contribui şi mai mult la strîngerea legăturilor dintre Institutul de metrologie şi întreprinderi, cum şi la adîncirea caracterului practic pe care îl are activitatea cercetătorilor din acest institut.

Programul de desfăşurare a conferinţei IMEKO

Stockholm 14—19 septembrie 1964

După cum s-a mai anunţat, între 22 şi 24 august 1963 s-a ţinut la Stockholm a 5-a şedinţă plenară a Comitetului internaţional permanent pentru pregătirea Conferinţei internaţionale pentru tehnica măsurărilor şi construcţia de aparate IMEKO.

Gazdă a fost Academia Regală Suedeză de ştiinţe inginereşti, membră a IMEKO şi organizatoarea conferinţelor „Instrumente şi măsură" (I&M).

La şedinţă au participat delegaţi din 12 ţări, printre care şi profesorul inginer C. Penescu, membru corespondent al Academiei R.P.R., reprezentantul ţării noastre fiind membru permanent în comitetul IMEKO.

Scopul principal al şedinţei a fost stabilirea programului ştiinţific al celei de-a 3-a Conferinţe IMEKO, care va avea loc simultan cu a 6-a Conferinţă internaţională I & M între 14 şi 19 septembrie 1964 la Stockholm.

Comitetul a examinat cele 123 de lucrări în manuscris primite din 21 de ţări. După discutarea lor, cei 11 membri ai comitetului de lucru au făcut recomandarea ca 77 din lucrări să fie admise spre prezentare, 31 au fost considerate că trebuie refăcute, urmînd a fi reexaminate ulterior, iar 15 lucrări au fost respinse.

S-a constatat că nivelul ştiinţific al referatelor propuse pentru a 3-a Conferinţă IMEKO este superior celor prezentate la conferinţa anterioară. Referatele au fost împărţite în mai multe secţii după problemele de bază ridicate: metrologie, construcţia instrumentelor electronice şi construcţia de aparate, în timp ce discuţiile de specialitate asupra tehnicii măsurărilor se vor purta în 6 secţii privind mecanica, electronica, termodinamica, chimia fizică etc. Problemele comune ale metodelor de măsură şi ale automaticii vor fi discutate în cadrul unei secţii aparte organizate în colaborare cu IFAC. IFAC va fi reprezentată la şedinţă prin Gy. Boromisza, membru în comitetul tehnic de elemente.

Comitetul a stabilit ca şedinţa de deschidere a conferinţei IMEKO — I & M 1964 să fie deschisă prin referatul profesorului Cistiakov (U.R.S.S.), care va face o prezentare generală a problemelor tehnicii măsurilor în spaţiul cosmic, după care, dr. W. A. Wildhack de la Biroul naţional de standarde (S.U.A.), va prezenta un referat cu tema „Asupra noi teorii a normalizării".

Din partea organizatorilor suedezi va fi pus la dispoziţia Conferinţei IMEKO — I & M 1964 noul centru pentru congrese „Folkets — Hus", care dispune de săli moderne pentru şedinţe plenare sau pe secţii, săli de club destinate convorbirilor de informare, toate dotate cu utilaj realizat la cel mai înalt nivel al tehnicii.

Toate comunicările se vor tipări şi vor sta la dispoziţia participanţilor înainte de conferinţă. Vorbitorii vor face numai o expunere sumară a cercetărilor, prezentînd şi eventualele rezultate nou obţinute, după care vor urma discuţii.

Se va face o traducere simultană a expunerilor în limbile oficiale (germană, engleză, rusă, franceză) pentru a se putea realiza un schimb de păreri curent.

Instituţiile şi Asociaţiile ştiinţifice pot trimite ultimele lor realizări în domeniul dispozitivelor

de măsură, pentru expoziţia ştiinţifică ce va avea loc în timpul conferinţei.

De asemenea, cele mai bune produse ale industriei de aparate de măsură vor fi prezentate în cadrul expoziţiei comerciale organizate în acelaşi interval de timp cu conferinţa IMEKO.

Informaţii în legătură cu Conferinţa se pot obţine de la Consiliul naţional al inginerilor şi tehnicienilor, care coordonează activitatea IMEKO în ţara noastră.

S. F.

Conferinţa IFAC—IFIP

Stockholm 21—24 septembrie 1964

În Suedia, la Stockholm, între 21 şi 24 septembrie 1964 va avea loc Conferinţa internaţională cu tema „Utilizarea calculatoarelor cifrice în comanda proceselor". Conferinţa se va ţine sub auspiciile Federaţiei internaţionale de control automat (IFAC) şi a Federaţiei internaţionale de prelucrare a informaţiei (IFIP).

Un comitet organizatoric unificat IFAC—IFIP a invitat aproximativ 20 de beneficiari, care folosesc sisteme de reglare automată a proceselor, să prezinte lucrări în domeniile de aplicaţie specificate mai jos.

Lucrările prezentate vor fi urmate de discuţii în care scop s-a prevăzut timp suficient.

Comunicările care se prezintă vor descrie scopurile iniţiale, utilizarea, inclusiv performanţele instalaţiilor şi factorii economici. Ele vor fi distribuite participanţilor înainte de începerea conferinţei, sub formă pretipărită.

Programul tehnic al conferinţei constă din 6 şedinţe de cîte o jumătate de zi şi, în limita posibilităţilor, se prevede vizitarea unei instalaţii existente.

Diferitele şedinţe vor acoperi domeniile:

1. Industria petrolului şi chimiei.
2. Industria siderurgică.
3. Discuţii asupra referatelor prezentate în şedinţele 1 şi 2.
4. Domenii de utilitate publică: gaz şi electricitate.
5. Alte domenii: maşini de fabricat hîrtie, comanda automată în industria cimentului, traficul feroviar şi în mine.
6. Discuţii asupra referatelor de la şedinţele 4 şi 5.

Numărul participanţilor este limitat la 300.

Informaţii suplimentare şi formele necesare participării se pot obţine de la Conferinţa IFAC-IFIP 1964, Biroul suedez al conferinţei, cutia poştală 320, Stockholm 1, Suedia.

Zilele internaţionale ale siderurgiei

Amsterdam şi Düsseldorf, 29 martie — 3 aprilie 1965

Centrul naţional de cercetări metalurgice CNRM, Belgia, şi Asociaţia lucrătorilor germani din oţelării VDEh (R.F.G.) organizează cu concursul Asociaţiei italiene de metalurgie AIM, al Institutului de cercetări siderurgice IRSID (Franţa) şi al Institutului de fier-oţel ISI (Anglia), „Zilele internaţionale ale siderurgiei", care va avea ca temă generală „AUTOMATIZAREA ÎN SIDERURGIE".

Prima parte a acestor Zile internaţionale ale siderurgiei se va ţine de la 29 martie la 31 martie 1965, la Amsterdam (Olanda), şi a doua parte, de la 1 aprilie la 3 aprile 1965 la Düsseldorf (Republica Federală Germană). La Amsterdam acest program va fi consacrat automatizării în aglomerare la furnalele înalte şi la oţelăriile cu oxigen (LD, LD-AC. şi Kaldo); la Düsseldorf, automatizării laminoarelor şi instalaţiile lor anexe.

Lucrările se vor ţine în limbile: germană, engleză şi franceză. În timpul lucrărilor va funcţiona şi un serviciu de traducere simultană.

Programul provizoriu şi formularele de înscriere vor fi difuzate în cursul anului 1964.

Înscrierile se vor putea face fie pentru ansamblul Zilelor, fie pentru prima sau a doua parte.

Înscrieri şi informaţii suplimentare pot fi făcute şi cerute la una din adresele următoare:

1. Centrul naţional de cercetări metalurgice CNRM (Belgia).
2. Asociaţia lucrătorilor germani din oţelării VDEh (R.F.G.).

Cel de-al 19-lea Congres (cu expoziţie) anual de „Aparatură şi Automatică"

12—14 octombrie 1964, New York

Între 12 şi 14 octombrie a.c. se va ţine la New-York Congresul anual de aparatură şi automatică, organizat de „L'Instrument Society of America" (I.S.A.), avînd ca temă frontierele pe plan mondial în aparatură şi automatică.

Lucrările congresului se vor desfăşura în 70 de şedinţe pe secţii de specialitate, unde se vor prezenta cele mai noi progrese în domeniile:

— Construcţiile de aparate;
— Metrologie;
— Teoria informaţiilor;
— Comanda automată.

Concomitent cu lucrările congresului, la New-York — Coliseum, într-o vastă expoziţie cuprinzînd în total 400 staduri, se vor prezenta cele mai recente realizări în domeniile arătate.

Informaţii privind participarea la congres şi modul cum se pot prezenta lucrările se pot obţine de la I.S.A.: International Headquarters, Penn — Sheraton Hotel. 530 William Penn Place, Pittsburg P. A. 15. 219.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 061.75:621—5(498)

Перебовая.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 145—146

ДК 608:621—5(498)

ПАПАДАКЕ, И :

Исследования по автоматике в РНР.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 146—149

ДК 621—52.002(498)

ТУНСОЮ, Г., ХЕРШКОВИЧ, Х., ВАЙНРИХ, Г. и ТОАДЕР, С.

Успехи в области элементов автоматизации.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 149—152

ДК 621—5:622.32+661(498)

СЕКЕЛИ, И. :

Внедрение автоматизации в нефтяную и химическую промышленность.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 152—155

ДК 621—52/53+621.398:621.311.1(498)

НИСТОР, М,. БАДЯ, И. А., МАРКУ, С., МИРЯ, Н., НЕНИЦЭ, Е и СИМИАН, Е. :

Развитие автоматизации и телемеханизации в энергетической промышленности РНР.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 155—165

ДК 621.398+621—53:625.1

СЫРБУ, М,. ДУМА, М. и, КЛЕЙКА, В.:

Индустриальная телемеханика, автоматизация и телемеханизация железных дорог.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 166—167

ДК 621.32:537.33+621.314.63(498)

СТЕРЕ, Р. :

Изготовление полупроводниковых приспособлений в РНР и перспективы дальнейшего развития этой области.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 167—171

ДК 539.153:537.122(498),,1944/1964"

ДУМИТРЕСКУ, Р. :

Развитие ядерной электроники в годы народной власти.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 171—181

ДК 621.9—52(498)

ПРЕДОЙ, А., МЕХЕДИНЦЬ, Д. и САКЕЛАРИЕ, Т. :

Достижения в области автоматизации станков.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, стр. 181—182

НОВОСТИ 183

РЕЦЕНЗИИ 183—189

РЕФЕРАТЫ 189

ХРОНИКА 189—192

INHALTSVERZEICHNIS

DK 061.75:621—5(498)

Leitartikel

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 146—149

DK 608:621—5(498)

PAPADACHE, I. :

Forschungen im Bereich der Automation in der R.V.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 146—149

DK 621—52.002(498)

TUNSOIU, GH., HERŞCOVICI, H., WEINRICH, G. und TOADER, S. :

Errungenschafen im Bereich der Automationselemente.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 149—152

DK 621—5:622.32+661(498)

SZEKELY, I. :

Die Einführung der Automation in die Erdöl-und Chemieindustrie.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 152—155

DK 621—5/53+621.398:621.311.1(498)

NISTOR, M., BADEA, I. A., MARCU, S., MIREA, N., NENIŢĂ, E. und SIMIAN, E. :

Die Entwicklung der Automation und der Fernsteuerung in der energetischen Industrie der R.V.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 155—165

DK 621.398+621—53:625.1

SÎRBU, M., DUMA, M. und CLEJA, V. :

Fernsteuerung in der Industrie, Automation und Fernsteuerung im Eisenbahnwesen.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 166—167

DK 621.32:537.33+621.314.63(498)

STERE, R. :

Die Herstellung der Halbleitervorrichtungen in der R.V.R. und die Entwicklungsperspektiven in diesem Bereich.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 167—171

DK 539.153:537.122(498),,1944/1964"

DUMITRESCU, R. :

Die Entwicklung der Kernelektronik in den Jahren der Volksmacht.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 171—181

DK 621.9—52(498)

PREDOI, A., MEHEDINŢI, D. und SACHELARIE, TR. :

Errungenschaften im Bereich der Automation von Werkzeugmaschinen.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 4, S. 181—182

NEUHEITEN 183

BUCHBESPRECHUNGEN 183—189

REFERATE 189

CHRONIC 189—192

SOMMAIRE

CD 061.75:621—5(498)

L'Editorial

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 145—146

CD 608:621—5(498)

PAPADACHE, I.:

La recherche dans le domaine de l'automatisation en Roumanie.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 146—149

CD 621—52.002(498)

TUNSOIU, GH., HERŞCOVICI, H., WEINRICH, G. et TOADER, S.:

Réalisations concernant les éléments d'automatisation.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 149—152

CD 621-5:622.32+661(498)

SZEKELY, I.:

L'introduction de l'automatisation dans l'industrie pétroliere et chimique.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 152—155

CD 621—52/53+621.398 621.311.1(498)

NISTOR, M., BADEA, I. A., MARCU, S., MIREA, N., NENIŢĂ, E. et SIMIAN, E.:

Le développement de l'automatique et de la téléméeanique dans l'industrie énergétique roumaine.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 155—165

CD 621.398+621—53:625.1

SÎRBU, M., DUMA, M. et CLEJA, V.:

La téléméeanique industrielle, l'automatique et la téléméeanique appliquées aux chemins de fer.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 166—167

CD 621.32:537.33+621.314.63(498)

STERE, R.:

La fabrication des dispositifs semi-conducteurs en Roumanie et ses perspectives de développement.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 167—171

CD 539.153:537.122(498),,1944/1964"

DUMITRESCU, R.:

Le développement de l'électronique nucléaire en R.P.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 171—181

CD 621.9—52(498)

PREDOI, A., MEHEDINŢI, D. et SACHELARIE, TR.:

Réalisations dans le domaine de l'automatisation des machine-outils.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 4, p. 181—182

ACTUALITÉS 183

COMPTES RENDUS 183—189

EXTRAITS 189

CRONIQUE 189—192

CONTENTS

DC 061.75:621—5(498)

Editorial

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 145—146

DC 608:621—5(498)

PAPADACHE, I.:

The automation research in the R.P.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 146—149

DC 621—52.002(498)

TUNSOIU, G., HERŞCOVICI, H., WEINRICH, G. and TOADER, S.:

Some achievements in the field of automation elements.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 149—152

DC 621—5:622.32+661(498)

SZEKELY, I.:

The introduction of automation in the oil and chemical industry.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 152—155

DC 621—52/53+621.398 621.311.1(498)

NISTOR, M., BADEA, I. A., MARCU, S., MIREA, N., NENIŢĂ, E. and SIMIAN, E.:

The developments of automation and telemechanics in the energetic industry of the R.P.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 155—165

DC 621.398+621—53.625.1

SÎRBU, M., DUMA, M. and CLEJA, V.:

The industrial telemechanics automation and railway telemechanics.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 166—167

DC 621.32:537.33+621.314.63(498)

STERE, R.:

The manufacture of semiconductor devices and its prospective development in the R.P.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 167—171

DC 539.153:537.122(498),,1944/1964"

DUMITRESCU, R.:

The development of nuclear electrotechnics under the popular democratic regime.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 171—181

DC 621.9—52(498)

PREDOI, A., MEHEDINŢI, D. and SACHELARIE, TR.:

Some achievements in the field of machine-tool automation.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 4, p. 181—182

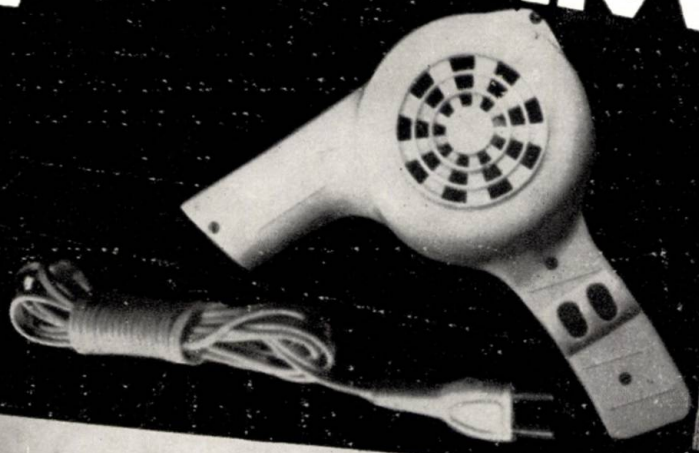
TOPICS OF THE DAY 183

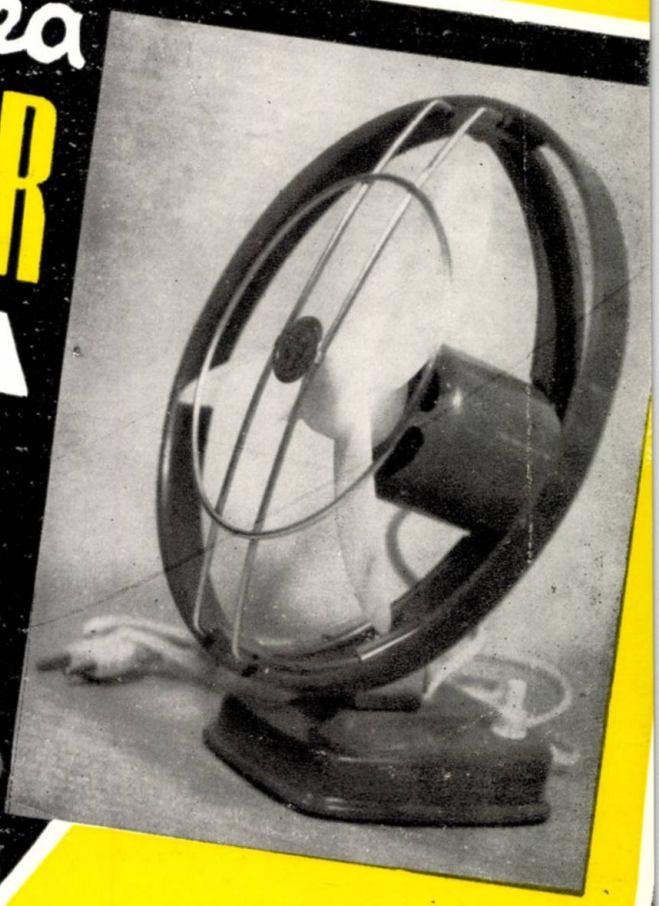
REVIEWS 183—189

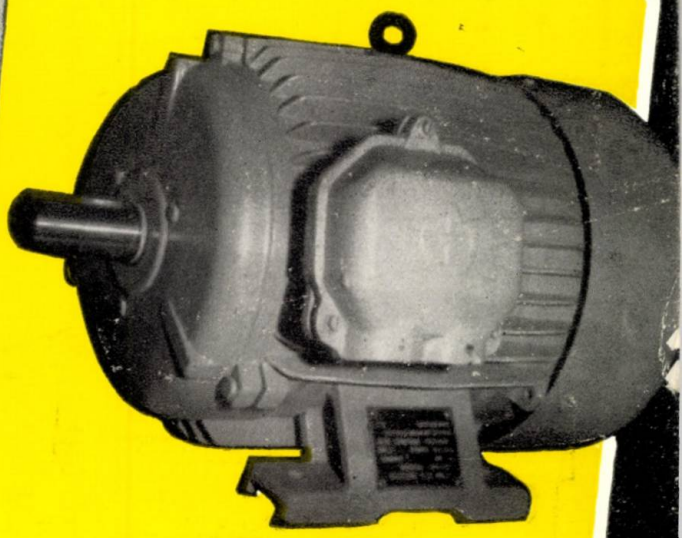
REPORTS 189

CHRONICLE 189—192

Întreprinderea ELECTROMOTOR TIMIȘOARA

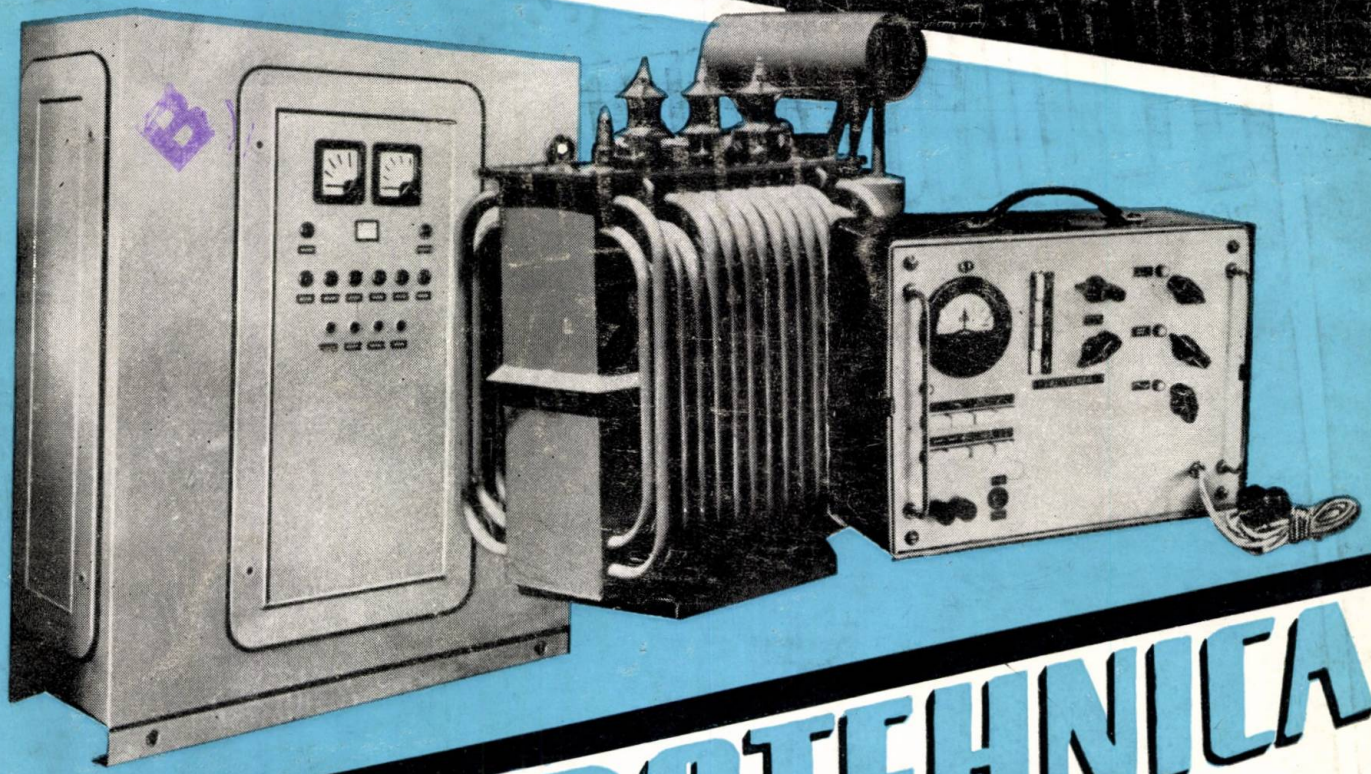






Execută:

- **motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP 44, de 4—30 kW**
- **aspiratoare de praf tip „Record"**
- **uscătoare de păr tip „Zefir"**
- **ventilatoare de masă**



ELECTROTEHNICA

Aparat Pantostat

$U = 110 - 220$ V; $P = 50$ W; $f = 2 - 180$ Hz.

Tablou de comandă pentru concasoare giratorice tip TCCG — exterior

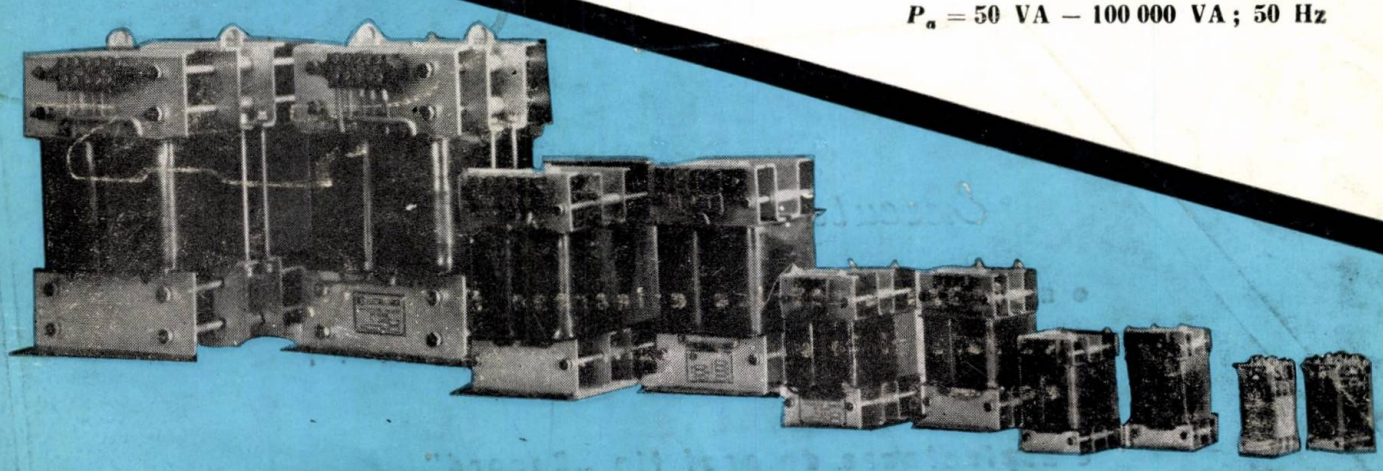
$U = 500/380/220$ V; $P = 62$ kW.

Transformator trifazat de putere destinat exportului

200 kVA; 10 000/400/231 V
$Y_{y0} - 0$; $U_k = 4\%$; reglaj $\pm 5\%$, în ulei
$P_0 = 1\,075$ W; $P_k = 4\,800$ W;

Seria unitară de amplificatoare magnetice

$P_a = 50$ VA — 100 000 VA; 50 Hz

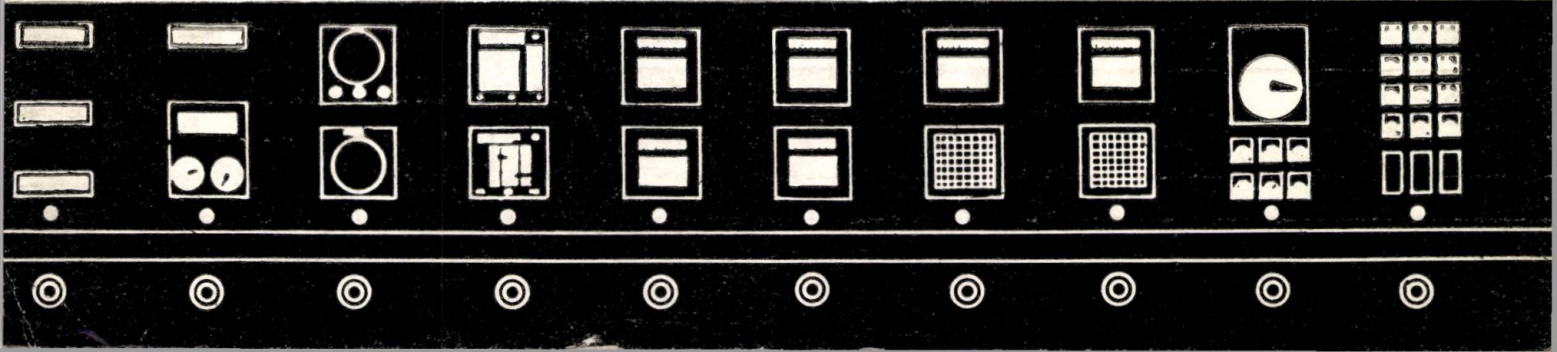


E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

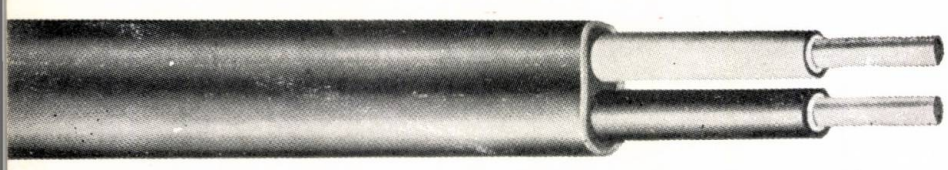
5

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 5 • SEPT. — OCT. • 1964



FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

- UN BOGAT SORTIMENT DE CABLURI DE FORŢĂ, CU IZOLAŢIE DE HÎRTIE ŞI MATERIALE PLASTICE
- CONDUCTE ELECTRICE PENTRU INSTALAŢII
- CONDUCTORI DE BOBINAJ IZOLAŢI CU EMAIL, HÎRTIE, MĂTASE, FIRE DE STICLĂ
- CORDOANE ELECTRICE PENTRU UZ CAZNIC
- LACURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE



FCME

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 8 (1964), nr. 5 (sept—oct), p. 193—240

CUPRINS

CZ 621 — 501.22.001.2
VASILIU, C. :
Condițiile de realizabilitate fizică pentru funcția de transfer discretă, corespunzătoare rețelelor pasive, cu constante concentrate.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 193—198

Se stabilesc condițiile necesare și suficiente pentru ca o funcție $H(z)$ să fie funcția de transfer discretă, corespunzătoare unei rețele pasive, liniare, cu constante concentrate. Se dau totodată și metode adecvate pentru a putea verifica dacă o funcție dată îndeplinește aceste condiții.

CZ 621. 398: 621.376.56 :.622.242 :662.69
TUDOROIU, V. și BRANA, C. :
Echipament de telemecanică în cod de impulsuri.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 198—205

Se prezintă un echipament de telemecanică în cod de impulsuri elaborat de autori pentru telecomanda și telemăsura unui cîmp de sonde de gaz metan.

CZ 518.5 : 621.376.5 : 621.318.22
SANDU, D. :
Metodă de calcul al memoriei cu ferite, bazată pe circuitul echivalent în timpul comutării.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 205—211

Se propune o metodă de calcul al memoriei cu ferite, cu selecție liniară. Metoda se bazează pe circuitul echivalent al inelelor de memorie și comutare ; ea poate fi extinsă și la celelalte tipuri de memorie.

CZ 621.314.671.1.025.4.001.2.
PONNER, I. :
Studiul funcționării în paralel a două gazotroane într-un montaj de redresare polifazat.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 211—219

În scopul obținerii unor performanțe optime, în ceea ce privește solicitarea tuburilor în paralel și puterea suplimentar pierdută în montaj, se stabilesc relații foarte comode din punctul de vedere al calculelor, pe baza cărora se pot determina valorile rezistențelor montate în serie cu fiecare gazotron, necesare la legarea în paralel a acestor tuburi.

CZ 537.311.33. :537.322.1 : 621.56.002.2
NAGY, P. și BERECZKY, T. :
Construirea unui microfrigider cu semiconductoare produse în R.P.R.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 219—225

Se tratează problemele proiectării, construirii și experimentării unui prototip de microfrigider cu semiconductoare produse la centrul de cercetări metalurgice al Academiei R.P.R. și la întreprinderea „Tehnofrig" din Cluj.

CZ 621.398.018.32 : 519.5
SÎMBOTIN, C. :
Aspecte importante ale sistemelor moderne de telecomandă.
Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 225—230

Se face o clasificare a sistemelor de telecomandă, după modul cum funcționează echipamentul respectiv (ciclic sau intermitent) și după felul în care deformațiile transmise de un post revin sau nu la acest post pentru a fi controlate (sistem cu canal invers sau sistem direct). Se indică caracteristicile importante ale unor sisteme moderne de telecomandă realizate în țară sau în străinătate și se arată avantajele acestor sisteme realizate cu ajutorul tehnicii numerice.

Actualități 230—233
Recenzii 233—234
Documentare 235—237
Cronică 237—239

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor: Ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri; lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 3365

40545

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VIII (pag. 193—240) nr. 5, septembrie—octombrie București, 1964

Ing. C. VASILIU

Condițiile de realizabilitate fizică pentru funcția de transfer discretă, corespunzătoare rețelelor pasive, cu constante concentrate

În sistemele de comunicație prin impulsuri și în sistemele de control automat cu date sondate, informația este transmisă sub forma unei succesiuni de valori discrete. Aceste valori discrete se obțin cele mai adeseori prin analiza, prin sondarea unei funcții continue $f(t)$ la momente echidistante $t_i = iT$, ceea ce duce la succesiunea de valori de analiză $f(iT)$. Pentru analiza și proiectarea acestor sisteme s-a apelat la un aparataj matematic adecvat, acela al transformatei z. Întrucît valorile de analiză $f(iT)$ constituie, într-un anumit sens, o aproximare a funcției continue $f(t)$, transformata z poate fi folosită și pentru obținerea de soluții aproximative în problemele obișnuite în domeniul continuu. Pentru acest motiv, transformatei z i s-a dat o mare atenție în literatura de specialitate.

După cum se știe (a se vedea, spre exemplu, [1]), transformata z, $F(z)$, asociată unei funcții continue $f(t)$, se obține astfel: funcția $f(t)$ este sondată la momente echidistante iT, obținîndu-se succesiunea de valori $f(iT)$; aceste valori sînt înlocuite cu impulsuri de integrală $f(iT)$, ceea ce ne dă funcția sondată $f^*(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f(iT)\,\delta(t - iT)$; în transformata Laplace $F^*(s) = \mathcal{L}[f^*(t)] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f(iT)\,e^{-iTs}$ se face transformarea de variabilă $z = e^{sT}$, astfel încît $F(z) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f(iT)\,z^{-i}$. Simbolic, transformata z asociată unei transformate Laplace, $F(s) = \mathcal{L}[f(t)]$, se scrie: $F(z) = \mathfrak{z}[F(s)]$.

Funcția de transfer discretă $H(z)$, corespunzătoare unei rețele, nu-i decît transformata z asociată răspunsului $h(t)$ la impulsul unitate al acelei rețele. Deoarece transformata Laplace, $H(s)$, a acestui răspuns este funcția de transfer a rețelei considerate, rezultă că $H(z) = \mathfrak{z}[H(s)]$. Dacă $F_i(z)$ și $F_e(z)$ sînt transformatele z corespunzătoare semnalelor de la intrarea și ieșirea unei rețele, atunci $F_e(z) = H(z) \cdot F_i(z)$, relație analogă cu aceea pentru transformatele Laplace corespunzătoare.

În studiul și proiectarea rețelelor pentru date sondate este necesar să se știe care sînt condițiile necesare și suficiente pe care trebuie să le îndeplinească o funcție de variabilă complexă $H(z)$ pentru a putea fi funcția de transfer discretă a unei rețele realizabile fizic. Este de la sine înțeles că aceste condiții de realizabilitate fizică vor depinde de elementele pe care le presupunem că pot intra în componența rețelei. În literatura de specialitate, problema stabilirii acestor condiții a fost atinsă parțial. Astfel, sînt cunoscute condițiile de realizabilitate pentru rețeaua cea mai generală posibil, adică aceea a programului liniar, în timp real, a unui calculator electronic [2], [3], [4], precum și acelea corespunzătoare unei rețele RC [5]. Chiar atunci cînd se consideră rețele pasive, cuprinzînd și linii de întîrziere [6] sau numai constante concentrate [7], nu se analizează condițiile de frontieră (corespunzătoare polilor pe axa imaginară în planul s).

Pe de altă parte este necesar să cunoaștem metode adecvate pentru a putea verifica dacă o funcție dată îndeplinește aceste condiții necesare (metode de test). Nici această problemă nu-i tratată decît parțial. Problema stabilității este studiată amănunțit [8], [9], [10], dar și în acest caz condițiile de pe frontieră sînt omise. Dacă funcția considerată $H(z)$ este presupusă descompusă în fracții simple, verifica-

rea condiţiilor de realizabilitate este imediată, dar acest lucru presupune găsirea polilor funcţiei $H(z)$ operaţie laborioasă pentru un grad nu prea mic al acestei funcţii.

Scopul articolului de faţă este să stabilească, în mod complet, care sînt condiţiile necesare şi suficiente pe care trebuie să le îndeplinească o funcţie de variabilă complexă $H(z)$ pentru a fi funcţia de transfer discretă corespunzătoare unei reţele pasive, cu constante concentrate, compuse din elemente *RLC*, *RC*, *RL* şi *LC*. Totodată, să arate modul de a verifica dacă o funcţie dată îndeplineşte aceste condiţii, folosind pentru aceasta relaţii între coeficienţii ce definesc funcţia $H(z)$ pentru a evita, în măsura în care este posibil, problema găsirii polilor acestei funcţii.

Funcţii de transfer discrete RLC

Condiţiile de realizabilitate. Se pleacă de la condiţiile de realizabilitate fizică, cunoscute, pentru funcţia de transfer $H(s)$ şi se caută să se afle cum se resfrîng ele asupra funcţiei de transfer discrete, $H(z) = \mathfrak{z}[H(s)]$, asociate.

Funcţia de transfer a unei reţele pasive, cu constante concentrate este o fracţie raţională de forma:

$$H(s) = \frac{\alpha_0 s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \ldots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n}{\beta_0 s^m + \beta_1 s^{m-1} + \ldots + \beta_{m-1} s + \beta_m}. \quad (1)$$

Condiţiile de realizabilitate pentru $H(s)$ sînt [11], [6]:

a. să fie reală pentru s real;

b. să fie olomorfă în semiplanul drept; (2)

c. polii pe axa imaginară să fie simpli şi cu reziduul real pentru impedanţe sau admitanţe de transfer şi imaginar pentru rapoarte de curenţi sau tensiuni.

Din condiţiile (2) rezultă $n - 1 \leqslant m$. Fără a elimina cazul limită al polilor pe axa imaginară se presupune totuşi că nu avem pol la infinit, adică $n = m$, deoarece acest pol reprezintă o componentă de pură diferenţiere în domeniul timp şi deci apariţia unui dublet în răspunsul la impulsul unitate, care nu are corespondent în transformata z.

Dacă se descompune $H(s)$în fracţii simple, se obţine:

$$H(s) = C_0 + \sum_i H_i(s) + \sum_i \overline{H}_i(s), \quad (3)$$

unde $H_i(s)$ este partea principală a funcţiei $H(s)$ relativă la polul s_i, de multiplicitate n_i, iar $\overline{H}_i(s)$ este complex conjugat cu $H_i(s)$, adică:

$$H_i(s) = \frac{C_{i,n_i}}{(s - s_i)^{n_i}} + \frac{C_{i,n_{i-1}}}{(s - s_i)^{n_{i-1}}} + \ldots + \frac{C_{i,1}}{s - s_i}. \quad (4)$$

Să se afle transformata $H(z)$ asociată funcţiei $H(s)$. Constanta şi un termen oarecare în(4) vor da respectiv [12]:

$$\mathfrak{z}[C_0] = C_0; \quad \mathfrak{z}\left[\frac{C_{i,n_i}}{(s - s_i)^{n_i}}\right] =$$

$$= C_{i,n_i} \frac{(T e^{s_i T})^{n_i}}{(n_i - 1)!} \left[\frac{z\, P_{n_i}(z e^{s_i T})}{(z - e^{s_i T})^{n_i}}\right], \quad (5)$$

unde polinomul $P_{n_i}(z)$ este dat de:

$$P_{n_i}(z) = (n_i z - 2z + 1) P_{n_{i-1}}(z) -$$

$$- z(z - 1) \frac{\mathrm{d} P_{n_i - 1}(z)}{\mathrm{d}z}; \quad P_1(z) = P_2(z) = 1. \quad (6)$$

Din (3), (4), (5) şi (6) rezultă că $H(z)$ este o fracţie raţională cu coeficienţi reali, adică este de forma:

$$H(z) = \frac{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \ldots + a_1 z + a_0}{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \ldots + b_1 z + b_0} = \frac{P(z)}{Q(z)}. \quad (7)$$

Din (5) rezultă că polului s_i, de multiplicitate n_i, în $H(s)$, îi corespunde în $H(z)$ polul $z_i = e^{s_i T}$ de multiplicitate tot n_i. Însă $s_i = \sigma_i + j\omega_i$, cu $\sigma_i \leqslant 0$, şi deci:

$$|z_i| = e^{\sigma_i T} \leqslant 1. \quad (8)$$

Prin urmare polii funcţiei $H(z)$ se găsesc în interiorul cercului unitate al planului z, şi, la limită, pe acest cerc, cînd sînt neapărat simpli.

O consecinţă directă a relaţiei (8) este că $n \leqslant m$ în (7), deoarece pentru $n > m$ ar rezulta un pol la infinit. Consecinţa fizică corespunzătoare existenţei acestui pol rezultă uşor, dacă se ţine seamă că $H(z)$, dezvoltat în serie după puterile negative ale lui z, are drept coeficienţi valorile răspunsului $h(t)$ la impulsul unitate, în momentul iT, i fiind exponentul în z^{-i}. Dacă $n > m$ ar rezulta şi valori i negative, adică ar exista răspuns şi pentru $t > 0$ (reţeaua ar prezice), ceea ce nu-i posibil.

Fie $s_i = j\omega_i$ un pol pe axa imaginară în planul s. Termenul corespunzător în descompunerea (4) va fi:

$$H_i(s) = \frac{C_i}{s - j\omega_i}, \quad (9)$$

iar termenul asociat în $H(z)$ dă:

$$H_i(z) = \frac{C_i z}{z - e^{j\omega_i T}} = \frac{C_i e^{j\omega_i T}}{z - e^{j\omega_i T}} + C_i = \frac{k_i}{z - z_i} + C_i. \quad (10)$$

Dacă $H(s)$ este o impedanţă sau admitanţă de transfer, C_i este real. Rezultă atunci că reziduul k_i relativ la un pol z_i pe cercul unitate trebuie să verifice una din egalităţile:

$$\arg k_i = \arg z_i; \quad \arg k_i = \arg z_i + \pi. \quad (11)$$

Dacă $H(s)$ este o funcție adimensională (raport de curenți sau tensiuni), C_i este pur imaginar, iar condiția corespunzătoare este:

$$\arg.\ k_i = \arg.\ z_i \pm \frac{\pi}{2}. \qquad (12)$$

O altă condiție necesară pentru $H(z)$ este:

$$b_0 \neq 0. \qquad (13)$$

Într-adevăr, dacă b_0 ar fi nul în (7), atunci descompunerea în fracții parțiale a funcției $H(z)$ ar conține un termen de forma z^{-i} $(i \geqslant 1)$, cu transformata z inversă e^{-iTs}, ceea ce nu-i posibil, deoarece $H(s)$ este o fracție rațională. Condiția este echivalentă cu aceea că $H(z)$ nu poate avea pol în origine.

Rezumînd, se poate spune: pentru ca funcția de variabilă complexă $H(z)$ să fie funcția de transfer discretă corespunzătoare unei rețele pasive, cu constante concentrate, ea trebuie să fie o fracție rațională de forma (7), care îndeplinește următoarele condiții (condiții de realizabilitate fizică):

a. este reală pentru z real (coeficienți a_i și b_i reali);
b. este olomorfă în afara cercului unitate și în origine; (14)
c. polii pe cercul unitate sînt simpli, iar reziduurile corespunzătoare acestor poli satisfac relația (11) pentru impedanțe sau admitanțe de transfer și relația (12) pentru rapoarte de curenți sau tensiuni.

Două consecințe directe ale condiției b sînt:

$$b_0 \neq 0 \text{ și } n \leqslant m. \qquad (15)$$

Condițiile (14) sînt necesare. Suficiența lor se va demonstra arătînd că orice fracție rațională în z care le îndeplinește are o transformată Laplace asociată $H(s)$ (adică o transformată z inversă, $H(s)=\mathfrak{z}^{-1}[H(z)]$), care satisface condițiile (2), adică este realizabilă fizic.

Pentru aceasta să descompunem pe $H(z)$ din (7) în fracții simple. Întrucît condițiile (15) sînt îndeplinite, înseamnă că nu pot rezulta termeni de forma $\mathfrak{z}_i$ $(i \neq 0)$, adică această descompunere va cuprinde o constantă (care poate fi și nulă dacă $n < m$) și o sumă de termeni de forma:

$$H_i(z) = \frac{A_i}{(z-z_i)^p} + \frac{\bar{A}_i}{(z-\bar{z}_i)^p}, \qquad (16)$$

care este unul din termenii părții principale a lui $H(z)$ relative la polul z_i, împreună cu complex conjugatul său.

Să presupunem că polul z_i nu este pe cercul unitate. Atunci $H_i(s) = \mathfrak{z}^{-1}[H_i(z)]$ va fi de forma [15]:

$$H_i(s) = \frac{d_0 s^{2p} + d_1 s^{2p-1} + \ldots + d_{2p-1} s + d_{2p}}{(s-s_i)^p (s-\bar{s}_i)^p}, \qquad (17)$$

cu toți coeficienții de la numărător reali și cu $s_i = \sigma_i + j\omega_i = \frac{1}{T} z_i$. Deoarece z_i este în interiorul cercului unitate, $\sigma_i = \frac{1}{T} \ln |z_i| < 0$, adică s_i este în semiplanul stîng al variabilei s. Rezultă că $H_i(s)$ îndeplinește condițiile (2).

Să presupunem acum că z_i este pe cercul unitate. Acest pol va fi simplu, $z_i = e^{j\varphi_i}$, iar reziduul corespunzător A_i va satisface una din relațiile (11) sau (12). Prin urmare, $H_i(s)$ va trebui să aibă una din următoarele două forme:

$$H_i(s) = \frac{1}{2} \frac{\overset{+}{(-)}|A_i|}{s - j\frac{\varphi_i}{T}} + \frac{1}{2} \frac{\overset{+}{(-)}|A_i|}{s + j\frac{\varphi_i}{T}} \overset{-}{(+)}|A_i|;$$

$$H_i(s) = \frac{\overset{+}{(-)} j|A_i|}{s - j\frac{\varphi_i}{T}} + \frac{\overset{-}{(+)} j|A_i|}{s + j\frac{\varphi_i}{T}} \qquad (18)$$

care, de asemenea, satisfac condițiile (2).

Prin urmare, toți termenii de forma (16) ai descompunerii lui $H(z)$ au transformate $H_i(s)$ asociate care îndeplinesc condițiile (2). Întrucît se vede ușor că și suma lor satisface aceste condiții, rezultă că condițiile de realizabilitate fizică (14) pentru $H(z)$ sînt nu numai necesare, ci și suficiente.

Testul condițiilor de realizabilitate. Să presupunem că se dă o funcție $H(z)$ de forma (7) și se cere să se verifice dacă îndeplinește condițiile de realizabilitate (14). Condiția a se poate verifica imediat. Tot așa și consecințele (15) ale condiției b. Pentru restul condiției b este necesar să se verifice dacă toți polii sînt în interiorul cercului unitate. Desigur acest lucru se poate face, în principiu, determinînd rădăcinile numărătorului funcției $H(z)$. Această operație este dificilă, în general, și este evitată totdeauna, atunci cînd acest lucru este posibil. Verificarea dacă $|z_i| < 1$ se poate face însă și prin alte metode.

Criteriul Routh-Hurwitz. Se face întîi o transformare de variabilă $z = w + 1/w - 1$, care transformă interiorul cercului unitate din planul z în semiplanul stîng al variabilei w [10]. Se obține funcția $H(w)$ și se aplică numitorului ei criteriul Routh-Hurwitz sau, mai simplu, acela al lui Liénard-Chipard [13].

Criteriul Schur-Chon. Acest criteriu permite verificarea directă asupra funcției $H(z)$. El este greoi de aplicat în forma inițială, dar i-au fost aduse modificări ce-l fac tot atît de simplu ca cel al lui Liénard-Chipard [8], [9], [10].

În cazul cînd rezultatul testului de stabilitate este pozitiv, rămîne să se verifice condiția c în (14). Punerea în evidență a polilor pe axa imaginară și a faptului dacă aceștia sînt simpli sau multipli se poate face [11] în însuși procesul verificării stabilității, în cazul cînd această verificare se face prin criteriul Routh-Hur-

witz asupra funcției $H(w)$, ceea ce înseamnă existența lor, cu același ordin de multiplicitate, pe cercul unitate în planul z. Controlul îndeplinirii condițiilor (11) sau (12) de către reziduurile polilor simpli, în cazul cînd s-a constatat existența lor, va necesita, în general, și factorizarea numitorului funcției $H(z)$ pentru determinarea acestor poli și calculul reziduurilor corespunzătoare.

Funcții de transfer discrete RC și RL

Aceste funcții vor trebui, evident, să satisfacă condițiile (14), dar vor trebui supuse la restricții suplimentare pentru a le asigura posibilitatea realizării numai cu două elemente cu constante concentrate.

Condițiile de realizabilitate. Ca și pentru rețelele *RLC*, se vor preciza întîi condițiile de realizabilitate în planul s [11]. Pentru ca funcția $H(s)$ să fie o impedanță de transfer *RC* (sau o admitanță de transfer *RL*) este necesar și suficient ca ea să fie o fracție rațională cu coeficienți reali, avînd numai poli simpli pe axa reală, excluzînd infinitul. Aceeași afirmație este valabilă și pentru admitanțe de transfer *RC* (sau impedanțe de transfer *RL*), cu deosebirea că polul poate fi la infinit, dar nu în origine. Cum polul de la infinit a fost de la început eliminat din discuție, diferența constă deci numai în posibilitatea existenței unui pol în origine pentru primul caz, care-l include deci pe cel de-al doilea. Deoarece funcțiile de transfer adimensionale nu pot conține pol în origine, se poate spune că cele de mai jos se referă la funcții de transfer discrete atît *RC*, cît și *RL*.

Rezultă din cele de mai sus că $H(z)$ va avea polii numai simpli, cuprinși între 0 și 1 (excluzînd originea). Descompusă în fracții parțiale, $H(z)$ va fi de forma:

$$H(z) = \frac{d_1}{z-\alpha_1} + \frac{d_2}{z-\alpha_2} + \cdots + \frac{d_n}{z-z_n} + d_{n+1}, \quad (19)$$

cu d_i reali și α_i cuprinși în intervalul $0 < \alpha_i \leqslant 1$ ($\alpha_i = 1$ numai pentru impedanțe de transfer *RC* sau admitanțe de transfer *RL*).

Așadar, pentru ca $H(z)$ să fie funcția de transfer discretă a unei rețele (pasive) *RC* sau *RL*, este necesar și suficient ca ea să poată fi pusă sub forma (19) sau, în mod echivalent, ca $H(z)$ în (7) să îndeplinească următoarele condiții:

(20)
a) să fie reală pentru z real (a_i și b_i reali);
b) să aibă polii simpli, pozitivi, cuprinși în intervalul $0 < z_i \leqslant 1$ ($z_i = 1$ posibil numai pentru impedanțe (admitanțe) de transfer *RC* (*RL*)).

Se înțelege de la sine că și aici consecințele (15) rezultă din *b*.

Testul condițiilor de realizabilitate. Dacă $H(z)$ este dată sub forma (19), verificarea condițiilor (20) este imediată. Dacă însă este dată sub forma (7), se poate face această verificare fără să se factorizeze polinomul $Q(z)$. Se procedează plecînd de la verificări simple, nesatisfacerea cărora va scuti de restul controlului.

Condiția *a* în (20) se verifică imediat. Se verifică după aceea dacă $b_0 \neq 0$ și $n \leqslant m$. Se controlează apoi dacă toate rădăcinile polinomului de la numitor, $Q(z)$, pot fi pozitive și simple, aplicînd teorema lui Descartes [14]. Ea arată că numărul rădăcinilor pozitive ale unui polinom, socotite fiecare de un număr de ori egal cu ordinul ei de multiplicitate, este egal cu numărul variațiilor de semn în sistemul coeficienților acestui polinom sau este mai mic cu un număr par. De aici rezultă că în polinomul $Q(z)$ toți coeficienții trebuie să fie diferiți de zero, iar semnul trebuie să se schimbe de la un coeficient la altul. Această proprietate se poate verifica prin simplă observație.

Numai în cazul cînd condițiile specificate mai sus sînt satisfăcute va trebui să se verifice condiția *b* din (20) în totalitate. Pentru aceasta, dacă $z = 1$ este o rădăcină a polinomului $Q(z)$, adică dacă $\sum_{i=0}^{m} b_i = 0$, se determină $Q_0(z) = Q(z)/z-1$ și asupra polinomului $Q_0(z)$ se aplică teorema lui Sturm [14] în intervalul deschis (0, 1). Întîi se determină sistemul lui Sturm asociat lui $Q_0(z)$, dat de:

$$Q_0(z),\ Q_1(z),\ Q_2(z),\ \ldots,\ Q_s(z), \quad (21)$$

unde $Q_1(z) = Q_0'(z)$; $Q_2(z)$ este restul, cu semn schimbat, al împărțirii lui $Q_0(z)$ prin $Q_1(z)$; $Q_3(z)$ este restul, cu semn schimbat, al împărțirii lui $Q_1(z)$ prin $Q_2(z)$ etc. Fie apoi $W(a)$ numărul de variații de semn în sistemul (21) pentru $z = a$ și $W(b)$ numărul de variații de semn în același sistem pentru $z = b$. Teorema lui Sturm arată că dacă numerele reale a și b, $a < b$ nu sînt rădăcini ale polinomului $Q_0(z)$, iar $Q_0(z)$ nu are rădăcini multiple, atunci diferența $W(b) - W(a)$ este egală cu numărul rădăcinilor reale ale polinomului $Q_0(z)$ cuprinse între a și b. În cazul analizat aici, $a = 0$ și $b = 1$, 0 și 1 nefiind rădăcini ale lui $Q_0(z)$. Prin urmare, pentru ca $Q_0(z)$ să aibă toate rădăcinile simple și cuprinse în intervalul (0, 1) este necesar ca:

$$W(1)=0 \text{ și } W(0)=\begin{cases} m \text{ pentru. } Q_0(z)=Q(z) \\ m-1 \text{ pentru } Q_0(z)=\dfrac{Q(z)}{z-1}. \end{cases} \quad (22)$$

Teorema lui Sturm presupune că $Q_0(z)$ nu are rădăcini multiple. Dacă asemenea rădăcini există, ele vor fi puse în evidență prin însuși procesul de găsire a sistemului lui Sturm, deoarece acest proces nu-i decît algoritmul lui Euclid pentru găsirea *c.m.m.d.c.* al polinomului

$Q_0(z)$ şi derivatei acestuia. Orice rădăcină multiplă a lui $Q_0(z)$ va fi o rădăcină şi a derivatei $Q_0'(z)$. Prin urmare, $Q_s(z)$ în (21) va fi *c.m.m.d.c.* al acestor două polinoame, şi dacă el va diferi de o constantă, $Q(z)$ conţine rădăcini multiple şi deci $H(z)$ nu îndeplineşte condiţia (20)*b*.

Rezultă deci că verificarea condiţiilor (20) se poate face fără factorizarea numitorului funcţiei $H(z)$.

Funcţii de transfer discrete LC

Condiţiile de realizabilitate. Funcţia de transfer $H(s)$ corespunde unei reţele pasive, pur reactive, dacă îndeplineşte condiţiile (2) şi este pur imaginară pe axa imaginară, adică $H(s)$ este o funcţie de transfer cu polii numai pe axa imaginară şi $n < m$ în (1), deoarece cazul $n - 1 = m$ a fost eliminat din discuţie. Inegalitatea $n < m$ echivalează cu $C_0 = 0$ în (3), ceea ce duce la $a_0 = 0$ în (7).

Rezultă deci că $H(z)$ va avea numai poli simpli, pe cercul unitate, şi cu reziduurile îndeplinind condiţia (11) sau (12), după caz. Descompusă în fracţii parţiale, funcţia $H(z)$ ia forma:

$$H(z) = \frac{1}{2}\sum_i \frac{d_i e^{j\varphi_i}}{z - e^{j\varphi_i}} + \frac{1}{2}\sum_i \frac{d_i e^{-j\varphi_i}}{z - e^{-j\varphi_i}} + \sum_i d_i \quad (22)$$

pentru impedanţe şi admitanţe de transfer discrete, şi

$$H(z) = \frac{1}{2}\sum_i \frac{d_i e^{j\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}}{z - e^{j\varphi_i}} + \frac{1}{2}\sum_i \frac{d_i e^{-j\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)}}{z - e^{-j\varphi_i}} \quad (23)$$

pentru $H(z)$ corespunzînd la rapoarte de curenţi sau tensiuni. În ambele expresii, toţi coeficienţii d_i sînt reali. Termenul $\sum_i d_i$ în (22) asigură condiţia $a_0 = 0$ în (7).

Prin urmare, pentru ca $H(z)$ să fie funcţia de transfer discretă asociată unei reţele pasive *LC* este necesar şi suficient să poată fi pusă în forma (22) pentru impedanţe şi admitanţe de transfer şi (23) pentru rapoarte adimensionale sau, în mod echivalent, $H(z)$ din (7) să satisfacă următoarele condiţii:

a) să fie reală pentru z real (a_i şi b_i reali) şi $a_0 = 0$;
b) să aibă toţi polii simpli, pe cercul unitate, cu reziduurile îndeplinind (11) sau (12), după caz. (24)

Testul condiţiilor de realizabilitate. Sub forma (22) sau (23), verificarea acestor condiţii este imediată. Dacă însă $H(z)$ este dată sub forma (7), ar fi necesar să se afle rădăcinile polinomului $Q(z)$ de la numitor, operaţie dificilă. De aceea, orice proprietate ce rezultă din condiţiile de realizabilitate (24), exprimabilă prin relaţii între coeficienţii funcţiei $H(z)$, va fi utilă, deoarece neîndeplinirea ei va duce la înlăturarea acestei funcţii ca necorespunzătoare şi deci factorizarea va fi evitată.

Condiţia (24) *a* se verifica uşor. Pentru condiţia (24) *b*, prima verificare parţială este cea cunoscută, adică $b_0 \neq 0$ şi $n \leqslant m$. Să presupunem că în $H(z)$ din (7) se face schimbarea de variabilă $z = \lambda^{-1}$. Ea transformă cercul unitate în el însuşi, un punct de pe acest cerc fiind transformat în complex conjugatul său. Prin urmare $H(\lambda)$ va avea aceiaşi poli cu $H(z)$ şi va fi de forma:

$$H(\lambda) = \frac{a_n \lambda^{m-n} + a_{n-1}\lambda^{m-n+1} + \ldots + a_1 \lambda^{m-1}}{b_m + b_{m-1}\lambda + b_{m-2}\lambda^2 + \ldots + b_1 \lambda^{m-1} + b_0 \lambda^m}. \quad (25)$$

Coeficienţii b_i vor trebui deci să satisfacă una din următoarele relaţii:

$$b_{m-i} = b_i; \quad b_{m-i} = -b_i. \quad (26)$$

Trebuie remarcat că relaţiile (26), deşi impun restricţii destul de severe coeficienţilor b_i, ele se verifică fără nici un fel de calcul. Totuşi, aceste restricţii încă nu asigură că toţi polii sînt pe cercul unitate, deoarece mai sînt puncte în plan care se înlocuiesc reciproc prin transformarea inversă.

Presupunînd că una din relaţiile (26) este verificată, se poate merge mai departe. Se face acum în polinomul numitorului, $Q(z)$, transformarea biliniară $z = w + 1/w - 1$, care pune în corespondenţă punctele de pe cercul unitate din planul z cu punctele de pe axa imaginară în planul w. Se obţine fracţia $Q(w) = R(w)/T(w)$, cu:

$$R(w) = b_m (w+1)^m + b_{m-1}(w+1)^{m-1}(w-1) + b_{m-2}(w+1)^{m-2}(w-1)^2 + \ldots + b_0 (w-1)^m. \quad (27)$$

Dacă $Q(z)$ are toate rădăcinile pe cercul unitate şi simple, atunci $R(w)$ va trebui să aibă toate rădăcinile pe axa imaginară şi simple, adică $R(w)$ va trebui să fie un produs de factori de forma $w^2 + h^2$ (eventual şi factorul w în cazul unei rădăcini în origine), cu h real. Rezultă că $R(w)$ este un polinom par (sau impar cînd şi rădăcina în origine există). Se va discuta în ipoteza că rădăcina în origine lipseşte, în caz contrar împărţirea cu w ducînd tot la un polinom par. Dacă se pune $w^2 = x$, se obţine:

$$R(x) = d_0 + d_1 x + d_2 x^2 + \ldots + d_r x^p. \quad (28)$$

$R(x)$ trebuie să aibă toate rădăcinile simple şi negative, dacă $R(w)$ le are pur imaginare simple. De aici rezultă că este necesar ca toţi coeficienţii d_i în (28) să fie pozitivi şi fără nici unul lipsă (teorema lui Descartes). Dacă acest lucru este îndeplinit, nu va exista nici o rădăcină pozitivă şi deci rămîne să se verifice dacă toate rădăcinile polinomului $R(x)$ sînt reale şi

simple. Pentru aceasta se aplică teorema lui Sturm între $-\infty$ şi $+\infty$ ($-\infty$ şi $+\infty$ nu sînt rădăcini ale lui $R(x)$. Pentru ca $R(x)$ să aibă toate rădăcinile reale şi simple trebuie ca $W(-\infty) - W(\infty) = p$, adică $W(\infty) = 0$ şi $W(-\infty) = p$. Necesar şi suficient pentru aceasta este ca, în fiecare polinom din sistemul lui Sturm, coeficientul termenului de grad maxim să fie pozitiv. Dacă rădăcinile nu sînt simple, va reieşi în procesul găsirii sistemului lui Sturm, aşa cum s-a discutat la cazul funcţiilor de transfer discrete RC.

Aşadar există posibilitatea să se verifice dacă $H(z)$ în (7) are toţi polii simpli şi pe cercul unitate, fără să se determine rădăcinile lui $Q(z)$. În ipoteza că această condiţie este satisfăcută, mai rămîne încă să se verifice dacă reziduurile relative la aceşti poli îndeplinesc condiţia (11), respectiv (12). Pentru aceasta va fi necesar să se factorizeze $Q(z)$ pentru a pune în evidenţă aceste reziduuri.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ragazzini, J. R., şi Franklin, G. F. *Sampled-Data Control Systems.* New York, McGraw Hill, 1958.

[2] Ragazzini, J. R., şi Zadeh, L. A. *Analysis of Sampled-Data Systems.* In: AIEE Trans., vol. **71**, part. II, 1952, p. 225–234.

[3] Salzer, I. M. *Frequency Analysis of Digital Computers Operating in Real Time.* In: Proc. IRE, 1954, p. 457–466.

[4] Linwill, W. K. *Sampled-Data Control Systems studied through Comparison of Sympling with Amplitude Modulation.* În: AIEE Trans., vol. **70**, part. II, 1951, p. 1 179–1 189.

[5] Skalnsky, I. *Pulsed RC Networks for Sampled-Data Systems.* În: IRE Convention Record, part. II, 1956, p. 81–99.

[6] Lewis, M. P. *Synthesis of Sampled-Signal Networks.* În: IRE Trans. on Circuit Theory, vol. **5**, 1958, p. 74–77.

[7] Linwill, W. K. *Use of Sympled Functions for Time Domain Synthesis.* În: Proceedings of the National Electronics Conference, vol. 9, 1953, p. 533–542.

[8] Jury, E. I. *A Stability Test for Linear Discrete Systems using a Simple Division.* În: Proc. IRE, 1961, p. 1 948–1 949.

[9] Jury, E. I. *A Simplified Stability Criterium for Linear Discrete System.* În: Proc. IRE, 1962, p. 1 493 – 1 500.

[10] Tîpkin, Z. *Teoria impulsnih sistem.* Moscova, 1958.

[11] Guillemin, E. A. *Synthesis of Passive Networks.* New York, J. Wiley, 1957.

[12] *Control System Engineering.* New York, 1961.

[13] Gautmacher, F.R. *Theory of Matrices.* 1959.

[14] Kuroş, A. G. *Kurs vişcei algebri.* Moscova, 1953.

[15] Vasiliu, C. *Sinteza reţelelor în domeniul timp folosind tranaformata z.* Bucureşti, Inst. politeh., 1964.

Ing. V. TUDOROIU şi ing. C. BRANA

Echipament de telemecanică în cod de impulsuri

În 1959 s-a început la I.C.E.T. elaborarea unui echipament de telemecanică în cod de impulsuri cu aplicaţii la obiective industriale de mică şi medie capacitate cu răspîndire pe suprafeţe mici şi medii.

În 1960 s-a realizat un echipament prototip TC_1 compus dintr-un terminal dispecer şi dintr-un terminal post controlat. Verificarea comportării în exploatare a prototipului s-a făcut pe un grup de sonde de extracţie a gazului metan din cîmpul Bazna. Rezultatele acestei prime verificări au permis extinderea instalaţiei în întreg cîmpul cu un program îmbunătăţit şi dezvoltat. Instalaţia astfel dezvoltată tip TC_2 a fost montată în anul 1962 şi este în exploatare permanentă.

1. Programul tehnologic

Programul tehnologic impus instalaţiei urmăreşte să asigure dispecerului toate posibilităţile de control şi comandă necesare conducerii efective a schelei [1].

Pentru aceasta se prevede:

— telemăsurarea cantităţii de gaze livrate de sondă prin telemăsurarea debitului sau a presiunii diferenţiale;

— telemăsurarea presiunii statice pe colectoare;

— telesemnalizarea ieşirii din limite a presiunii statice;

— telesemnalizarea ieşirii din limite a temperaturii în calorifere, individuală pe fiecare sondă;

— telecomanda ventilului colţar al tuturor sondelor;

— telecomanda închiderii în grup pe direcţii de consum.

În plus instalaţia asigură un control al existenţei tensiunii de alimentare la toate posturile controlate din cîmp, asigură detectarea semnalizării în lipsa tensiunii de alimentare de la reţea şi un control al stării liniilor de comunicaţie.

2. Soluţia tehnică adoptată

Întrucît instalaţiile de suprafaţă ale sondelor sînt grupate (fig. 1), grupele conţinînd în medie instalaţii de suprafaţă pentru cinci sonde, şi deoarece în afara instalaţiilor de suprafaţă ale sondelor tot pe grup se măsoară un parametru pe colector şi se dau cel puţin două comenzi de închidere în grup pe colector, rezultă un număr mediu de şase telemăsurări pe grup şi 12 telecomenzi (pe sondă, putîndu-se da două comenzi închis-deschis). În afara lor mai există telesemnalizarea presiunii statice şi un număr de telesemnalizări afectate funcţionării incorecte a caloriferelor, în total între 1 şi 5 telesemnalizări. Este deci raţional controlul obiectelor grupate, mai ales că fiecare grup este legat cu postul de dispecer cu un circuit fizic utilizat pînă acum la convorbiri telefonice. Aceste grupuri constituie pentru instalaţia de telemecanică posturile controlate.

La acest volum de telemecanică şi în condiţiile specifice date (distanţe în medie mai mari de 2 km între dispecer şi grupurile de sonde, circuite de comunicaţie radială etc.) s-a adoptat soluţia separării în timp a semnalelor de telemecanică. Pe de altă parte, atenuarea mică a semnalelor în canalele de comunicaţie a făcut posibilă transmiterea semnalelor în curent continuu.

Transmiterea directă în curent continuu a impulsurilor simplifică şi ieftineşte mult echipamentul, nemaifiind necesară o aparatură de transmisie pe frecvenţe vocale sau radio.

Instalaţia permite însă transmiterea informaţiilor de selecţie şi telecomandă şi prin modularea canalelor telegrafice (standardizate conform CCITT) prin radio sau radiorelee. Din motive de siguranţă în funcţionare şi de stabilitate la perturbaţii s-a ales soluţia transmiterii în cod de impulsuri, avînd drept criteriu polaritatea. Din punctul de vedere al eficienţei transmiterii informaţiei, lucrările recente ale unor specialişti sovietici [2] arată că, peste şase semnale diferite, eficienţa unei transmisii

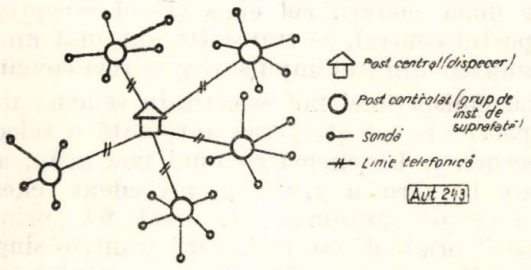


Fig. 1. Schema unei schele de gaz metan.

cu separare în timp este mai mare decît a unei transmisii cu separare în frecvenţă cu frecvenţe individuale, fiind permanent superioară ca eficienţă tuturor celorlalte metode de separare în frecvenţă utilizate, cum ar fi transmiterea simultană de frecvenţe, transmiterea succesivă de frecvenţe etc. Pentru un număr de semnale mai mic de şase, lucrarea

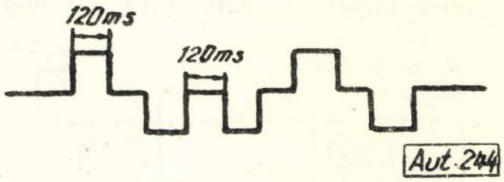


Fig. 2. Forma de undă a codului.

citată arată că sistemul cu separare în frecvenţe cu frecvenţe individuale are avantaje nete.

Codul utilizat în aparatura *TC*2 este un cod binar de impulsuri în transmitere ternară (fig. 2). Alegerea unui cod binar este legată de avantaje de aparatură importante, iar criteriul de polaritate permite o discriminare simplă şi sigură. Transmiterea ternară foloseşte pauza dintre implusuri pentru o sincronizare pas cu pas. Transmiterea ternară lărgeşte mult timpul de transmisie (aproape îl dublează), în schimb permite o funcţionare sigură chiar în cazul folosirii unor elemente cu caracteristici de timp foarte puţin stabile. Lungirea timpului de transmisie nu este foarte gravă în cazul aplicaţiei date, durata unui cod fiind mult neglijabilă faţă de perioada de variaţie a parametrilor procesului controlat.

Transmiterea tuturor informaţiilor de telemecanică se face pe circuite telefonice existente care leagă dispecerul de grupurile de sonde.

În concluzie apare raţională folosirea unui echipament de telemecanică în cod de impulsuri, acesta asigurînd un randament ridicat de transmitere a informaţiei, o mare stabilitate la perturbaţii şi un preţ specific foarte redus.

Informaţiile de telemecanică sînt informaţii de selecţie şi comandă în cod de impulsuri şi informaţii de măsură şi semnalizare în curent continuu. Informaţiile codificate circulă între o linie şi pămînt, iar cele de curent continuu între cealaltă linie şi pămînt. În acest mod, circuitul poate fi folosit şi pentru convorbiri telefonice prin centrala BL independent de instalaţia de telemecanică şi se pot separa cele două tipuri de informaţii care au nivele de lucru mult diferite şi, funcţional, se suprapun în timp.

Schema de utilizare a liniei de comunicaţie este dată în figura 3.

Distanţa maximă de transmitere, limitată de funcţionarea corectă a echipamentului compensat de telemăsură de curent continuu, este de 10 km pe circuit fizic (cablu telefonic sau linii aeriene).

3. Principiul de funcţionare a instalaţiei

Pentru a obţine informaţiile dorite de la un obiect controlat, dispecerul acţionează iniţial prin selectarea grupului de obiecte concentrate (post local) cu care vrea să lucreze.

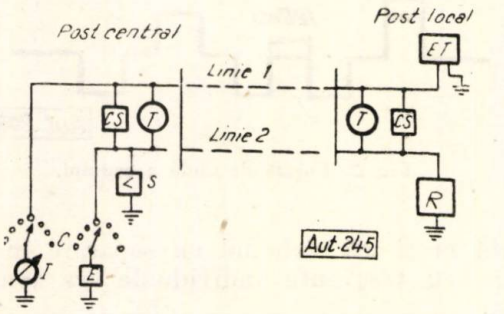


Fig. 3. Schema de utilizare a circuitului de comunicaţie: E – emiţător; R – receptor; ET – emiţător de telemăsură; T – telefon; I – instrument de telemăsură; CS – circuite de semnalizare; C – bloc de selecţie a liniilor.

Fiecare post local avînd un circuit fizic independent, nu este necesară o selecţie codificată, ci doar cuplarea locală a postului central pe circuitul fizic al postului local dorit (fig. 3).

La acest moment se poate face selecţia obiectului controlat. Selecţia se face în cod de impulsuri care după structură se poate împărţi în trei părţi distincte: precod, cod şi confirmare. Primele două conţin un număr de cinci impulsuri, iar ultimul, patru impulsuri (fig. 4).

Precodul sau codul de anulare este cel ce face ocuparea postului local anulînd orice informaţie corectă sau parazită înmagazinată pînă la sosirea lui. El realizează aducerea la zero a instalaţiei şi, din această cauză, s-a ales un semnal cu o structură foarte stabilă la perturbaţii. Întrucît această aducere la zero a instalaţiei este foarte importantă în realizarea transmisiei şi recepţionării corecte a informaţiilor ulterioare, ea nu s-a făcut cu un impuls singular chiar de caracteristici (durată-amplitudine) diferite, ci în cod de impulsuri.

După precod urmează codul de selecţie. Acest cod format din cinci impulsuri, unul

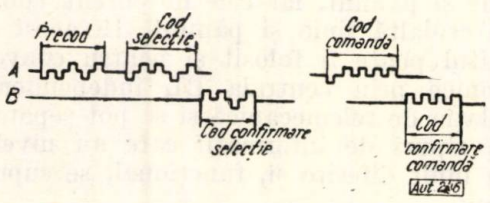


Fig. 4. Forma de undă a semnalelor de selecţie şi comandă:
A – informaţii spre postul local; B – informaţii spre postul central.

de pregătire şi patru de selecţie, soseşte imediat după codul de anulare, pauza dintre ele de aproximativ două pauze obişnuite din cod fiind necesară la aducerea la zero a instalaţiei.

Codul de selecţie este construit după legea $N = b^n$, unde b este numărul criteriilor de selecţie şi n numărul impulsurilor din cod. N este numărul de semnale codificate distincte ce se obţin.

În cazul instalaţiei realizate $n = 4$, $b = 2$, deci $N = 16$ coduri distincte. Unul din coduri fiind întotdeauna utilizat pentru codul de anulare, rămîn disponibile pentru selecţia obiectelor 15 coduri distincte.

După recepţionarea codului de selecţie la postul local, se acţionează elementul final şi se transmite automat către dispecer care trece pe recepţie un cod de confirmare a codului primit.

Instalaţia de la postul central sesizează dacă codul de selecţie transmis a fost perturbat şi deci codul de confirmare nu este în coincidenţă cu codul emis de postul central, prin compararea celor două coduri, şi dă un cod de anulare a transmisiei precedente, reluînd apoi automat o nouă selecţie.

S-a admis ca la un cod de selecţie, spre deosebire de codul de comandă, acţionarea elementului final să se facă înainte de confirmarea codului de selecţie, datorită faptului că o selecţie greşită şi corectată imediat nu are urmări în procesul tehnologic.

După selectarea obiectului dorit şi confirmarea unei selecţii corecte se transmite automat către postul central informaţia de măsură a obiectului. În cazul cînd după control trebuie efectuată o comandă asupra obiectului, dispecerul iniţiază comanda respectivă care se transmite printr-un cod de selecţie a comenzii şi printr-un cod de confirmare a lui, coduri similare ca structură cu cele de selecţie a obiectului. Folosirea unor aceleaşi coduri pentru selecţie şi comandă a fost posibilă datorită operaţiei de selecţie de treaptă realizată automat de instalaţie după selecţia pe obiect.

La transmiterea unei telecomenzi, execuţia ei nu are loc decît după un timp de aşteptare egal cu durata unui cod complet. În acest interval, dacă nu a existat o identitate între cele două coduri, cel emis şi cel recepţionat la postul central, se transmite automat un cod de anulare din trei impulsuri şi se reia comanda.

La emisia unei noi selecţii, în schema de la dispecer are loc ştergerea automată a selecţiei precedente. La chemarea unui nou grup, aducerea la zero a grupului precedent chemat se face tot automat. În acest fel, printr-o schemă originală, se realizează printr-o singură manevră (manevra de selecţie a noului grup) o funcţionare pe două grupuri, şi anume aducerea la zero a grupului vechi printr-un cod de anulare şi apoi trecerea pe noul grup.

După operaţia de selecţie a obiectului, dispecerul poate urmări funcţionarea obiectului prin telemăsură. Efectuarea operaţiei de comandă

nu trebuie confirmată printr-un semnal specific de telemecanică, ea putîndu-se urmări permanent prin măsura parametrilor obiectului comandat. Astfel, la închiderea sau deschiderea unei sonde, parametrul măsurat al sondei variază corespunzător.

În cazul cînd unul din obiectele postului local cu posibilitatea de avarie transmite o semnalizare, ea apare automat la dispecer şi este pusă în evidenţă optic şi acustic ca o avarie pe grupul din care face parte. Transmiterea ei se face în curent continuu pe linia de selecţie, linia de măsură cu instrumente indicatoare la recepţie nepermiţînd acest lucru. Apariţia ei la dispecer comută automat liniile oprind telemăsura. Prin selecţia succesivă a obiectelor cu posibilitatea de avarie se găseşte obiectul avariat din grupul ce a semnalizat avaria, prin oprirea semnalizării avariei o dată cu selectarea obiectului avariat. Prin telecomenzi se înlătură avaria şi instalaţia revine în regim normal.

4. Schema-bloc a instalaţiei de telemecanică

Schema-bloc a instalaţiei de telemecanică de la postul central este arătată în figura 5. Ea realizează integral programul de telemecanizare propus anterior.

Pentru generarea impulsurilor, schema-bloc conţine un generator de tact G ce formează impulsuri dreptunghiulare cu raport de umplere egal cu unitatea. Durata impulsurilor este de 120 ms. Cu ajutorul unui convertor serie-paralel SP, aceste impulsuri sînt transmise în serie la intervale de timp egale, în funcţie de momentul apariţiei lor, spre codificator. Codificatorul C furnizează la ieşire un tren de impulsuri, atribuind fiecărui impuls calitatea $\pm$ impusă de codul ce trebuie transmis. Din codificator impulsurile trec într-un circuit de formare ce le va transmite în linie. Pentru sesizarea treptei de pregătire, selecţie sau comandă există un numărător de operaţii NO. Pentru recepţionarea confirmării, postul central este prevăzut cu un compartiment de recepţie care conţine cîteva blocuri specifice pentru recepţie şi foloseşte multe din blocurile compartimentului de emisie. Partea specifică este formată dintr-un circuit discriminator de impulsuri R, circuit de decodificare şi circuit de comparaţie NC. Discriminatorul de impulsuri R separă după calitate impulsurile primite. Ele sînt comparate pas cu pas în circuitul de comparaţie NC. Elementele circuitului de comparaţie realizează decodificarea şi compararea impulsurilor emise cu cele memorate la recepţie. În caz de neconfirmare se acţionează un element de anulare An, care realizează în acelaşi timp şi pornirea instalaţiei pentru repetarea codului. Pentru iniţierea ciclurilor de selecţie sau comandă se acţionează un element de comandă EC, care porneşte de fapt generatorul de tact şi, o dată cu el, întreaga schemă.

Schema-bloc a instalaţiei de la postul local este arătată în figura 6. Ea conţine multe

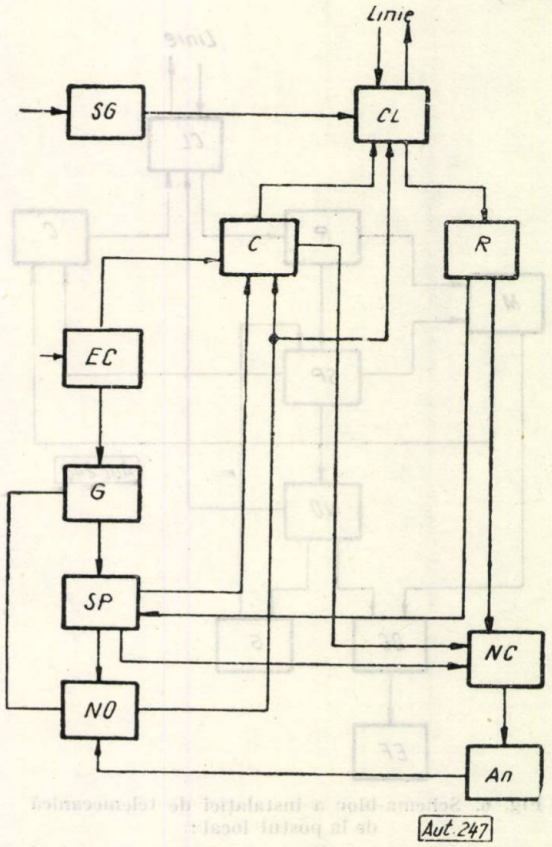


Fig. 5. Schema-bloc a instalaţiei de la postul central: CL – circuitul de linie; C – codificator; R – receptor de impulsuri; G – generator de impulsuri; SP – convertor serie-paralel; NO – numărător de operaţii; NC – circuit de comparaţie; An – circuit de anulare; SG – element de selecţie grup; EC – element de comandă.

elemente comune cu schema bloc a instalaţiei de la postul central.

Astfel, impulsurile sînt discriminate în acelaşi mod într-un circuit discriminator de impulsuri R. Întrucît alegerea codului ternar a fost făcută pentru realizarea unei sincronizări pas cu pas, aceste impulsuri sînt cele ce vor comanda tactul instalaţiei receptoare, tact neapărat necesar discernerii corecte a codurilor cu distribuţie în timp. Impulsurile primite intră într-un convertor serie-paralel SP, care, împreună cu discriminatorul de calitate, le distribuie pe fiecare unei memorii M. După primirea şi înmagazinarea tuturor impulsurilor de cod în memorii, se poate face descifrarea codului. Descifrarea codului are loc într-un descifrator (matrice) DC care selectează elementul final EF corespunzător codului. Pentru generarea codului de confirmare se porneşte un generator de impulsuri G, care acţionează din nou convertorul serie-paralel. Acesta, pe baza informaţiilor înmagazinate în memorii, realizează codificarea printr-un bloc de codificare C. Printr-un circuit de formare se

transmit în linie impulsurile codului de confirmare. La fel ca şi la postul central, şi la postul local există un numărător de cicluri *NO* care sesizează treapta de operaţie (selecţie sau comandă).

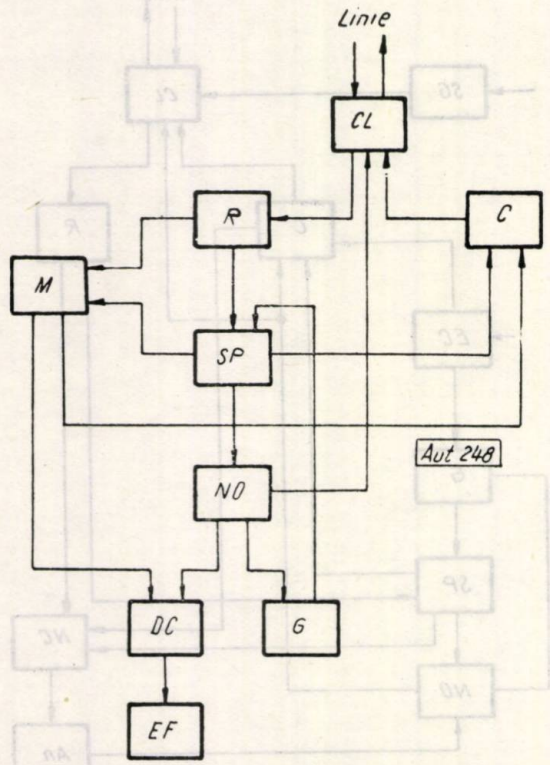


Fig. 6. Schema-bloc a instalaţiei de telemecanică de la postul local :

CL — circuit de linie ; *C* — codificator; *R* — receptor de impulsuri ; *G* — generator de impulsuri ; *SP* — convertor serie-paralel ; *NO* — numărător de operaţii ; *M* — memorie ; *DC* — descifrator ; *EF* — element final.

După cum s-a observat, multe elemente sînt comune celor două terminale de telemecanică, şi anume : discriminatorul de calitate, convertorul serie-paralel, generatorul de impulsuri, codificatorul, circuitul de formare etc. În afara blocurilor amintite, postul local posedă un element de control al duratei ciclului, care sesizează numărul de impulsuri primit în cursul unui ciclu, şi elemente de anulare în cazul recepţionării impulsurilor întîmplătoare, a codurilor greşite sau incomplete.

5. Elementele schemei-bloc

Pentru a realiza programul de transmitere a informaţiilor în cod de impulsuri s-a văzut că schema-bloc a instalaţiei de telemecanică este compusă din următoarele blocuri mai importante : discriminator de calitate, codificator, decodificator, generator de tact, convertor serie-paralel, memorii, circuite de control şi protecţie şi matrice. Toate aceste elemente, în afara matricei, au fost construite cu relee electromecanice. Matricea a fost realizată cu diode, elementele de ieşire fiind tot relee.

Dintre blocurile enunţate mai sus se va analiza pe scurt realizarea convertorului serie-paralel, a matricei şi a unor circuite de protecţie şi ştergere. Schema-bloc a convertorului serie-paralel este arătată în figura 7, iar schema de principiu a distribuitorului, în figura 8. După cum se vede, comanda lui se realizează prin contactele *A* sau *B* ale discriminatorului de calitate sau prin contactul *R* al generatorului de tact. Distribuitorul este format dintr-un releu cu două înfăşurări *RS*,

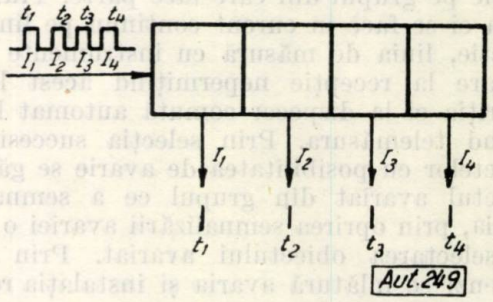


Fig. 7. Schema-bloc a convertorului serie-paralel :

I_1, I_2, I_3, I_4 informaţii ; $t_1, t_2, t_3 t_4$ tactul de circulaţie a informaţiei.

ce condiţionează distribuţia şi din patru relee obişnuite $1C-4C$, cîte unul de fiecare treaptă. Diagrama lui de timp este dată în figura 9.

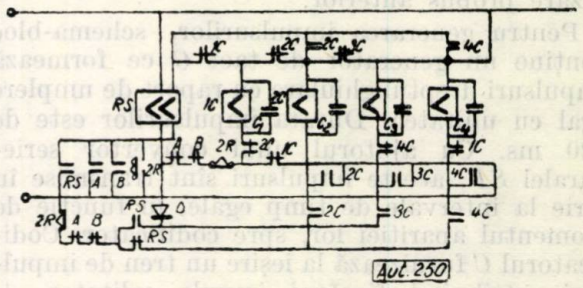


Fig. 8. Schema de principiu a distribuitorului.

Convertorul serie-paralel are o funcţionare ciclică, după ultima treaptă el trecînd din nou pe prima.

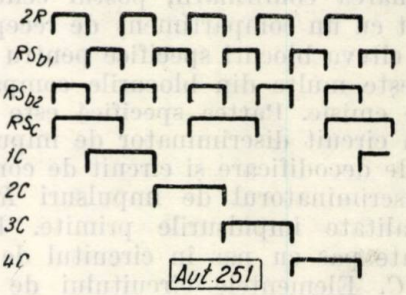


Fig. 9. Diagrama de timp a distribuitorului.

Schema matricei este arătată în figura 10. Contactele *M* ale memoriilor sînt cele ce realizează alegerea coloanei din matrice ce trebuie selectată şi şuntarea celorlalte coloane. Rezis-

tenţele introduse R şi R' sînt condiţionate de curentul nominal al diodelor şi curentul de comandă al releelor. Pentru realizarea unor circuite de ştergere s-a folosit circuitul simplu din figura 11, în care grupul RC este astfel calculat ca să permită acţionarea releului în timp limitat. Pentru protecţia echipamentului de la postul local la acţiunea impulsurilor întîmplătoare sau la modificarea numărului de impulsuri în cod se foloseşte schema din figura 12 în care releul X, acţionat la fiecare impuls recepţionat, comandă releul temporizat RCT.

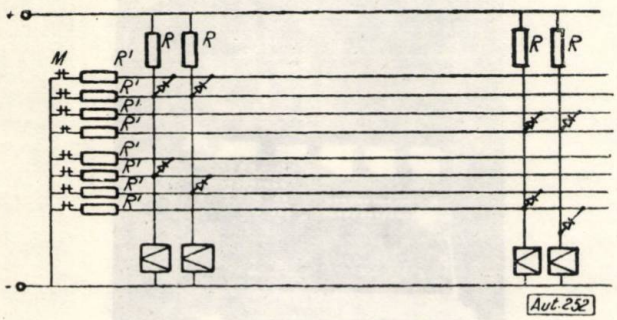


Fig. 10. Bloc descifrator.

Acest releu temporizat la eliberare, temporizat cu o temporizare egală cu durata unui cod, realizează o ştergere în cazul sosirii unor im-

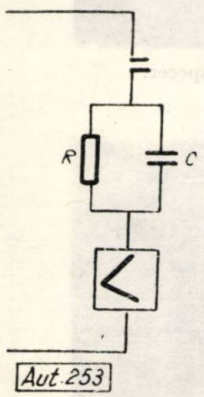


Fig. 11. Circuit de ştergere.

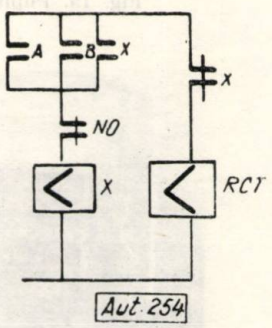


Fig. 12. Circuit de control al ciclului.

pulsuri singulare. Numai la sosirea tuturor celor cinci impulsuri din cod este evitată eliberarea releului RCT prin contactul numărătorului de operaţii NO.

6. Protecţia la perturbaţii

Instalaţia de la postul local este legată în permanenţă la linia de comunicaţie pentru a putea recepţiona în orice moment informaţiile transmise. Orice perturbaţie ce apare pe linia de comunicaţie, zgomot alb sau zgomot în impuls, ar putea să intre în instalaţie. Zgomotul de frecvenţă mai mare de 50 Hz este eliminat prin însăşi caracteristica de frecvenţă a circuitului de intrare (discriminator de calitate), circuit echivalent cu un filtru trece jos cu frecvenţa de tăiere de 50 Hz. Pentru zgomotul de fluctuaţie ce intră în această bandă, instalaţia este protejată prin sensibilitatea mică a receptorului şi raportul mare semnal/zgomot.

Calculînd zgomotul de fluctuaţie în banda de 50 Hz pe rezistenţa de intrare a receptorului se obţine o valoare sub 1 μV_{ef}, deci un raport semnal/zgomot mai mare ca 70 dB.

Împotriva impulsurilor de zgomot, instalaţia este protejată prin metode sigure şi eficace, ca de exemplu controlul de ciclu şi confirmarea codului. Cu ajutorul circuitului studiat anterior se controlează dacă, în intervalul necesar pentru sosirea unui cod, precod de selecţie sau comandă, a sosit totalitatea impulsurilor de cod. În cazul lipsei unui impuls se anulează mesajul primit, nu pleacă confirmarea şi postul central reia transmiterea codului. În cazul cînd apare un impuls parazit în cod sau sînt perturbate impulsurile din cod prin confirmare, se verifică neconcordanţa codului transmis cu cel recepţionat, se anulează transmisia precedentă şi se reia transmiterea codului.

7. Echipamentul de telemăsură

Pentru transmiterea parametrilor importanţi ai fiecărui post local se foloseşte aparatura de telemăsură de mică distanţă $T6$ realizat în I.C.E.T. [3]. Alegerea acestei aparaturi a fost cauzată de distanţa mică de transmitere, de performanţele satisfăcătoare ale aparaturii şi preţul ei redus.

Aparatura de telemăsură $T6$ este astfel concepută încît transmiterea informaţiei de măsură se poate face şi între un conductor şi pămînt pe o linie telefonică aeriană. Acest lucru convine instalaţiei $TC2$, ce foloseşte în scopuri de selecţie şi comandă celălalt conductor.

Schema-bloc a instalaţiei de telemăsură care arată modul de conectare a aparaturii de telemăsură $T6$ este dată în figura 13. Funcţionarea schemei este următoarea: la realizarea unei selecţii, organul de selecţie OS de la postul controlat alege obiectul dorit care, printr-un organ de conectare OC (chiar contactele releului final), cuplează traductorul de măsură P la emiţătorul de telemăsură ET al aparaturii $T6$.

Aceasta transmite pe linie mărimea primară convertită în curent continuu, care apare la dispecer pe aparatul indicator I corespunzător. Aparatul indicator este ales o dată cu iniţierea selecţiei de către elementul de comandă EC prin intermediul unor organe de conectare OC. Organele de selecţie, elementul de comandă şi

organele de conectare aparţin instalaţiei de telemecanică *TC2*. Aparatul de telemăsură *T6* este constituit din emiţătorul de telemăsură *ET* şi sursa stabilizată de alimentare *AS*.

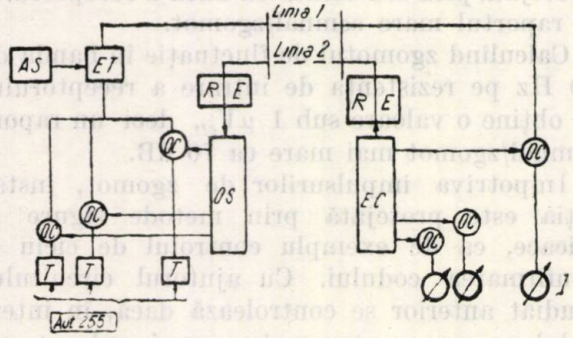


Fig. 13. Schema-bloc a instalaţiei de telemăsură :
OC – organe de conectare ; *OS* – bloc de selecţie ; *T* – traductoare ; *I* – aparate de măsură ; *AS* – sursă de alimentare ; *ET* – emiţător de telemăsură ; *RE* receptor emiţător pentru selecţie ; *EC* – element de comandă şi conectare.

Aparatul de telemăsură de tip compensat *T6* poate fi folosit pentru măsura unor mărimi electrice sau neelectrice pe circuit fizic. Pentru mărimi neelectrice se face o convertire a lor în mărimi electrice cu ajutorul unui traductor de măsură *T*. Mărimea electrică impusă la intrare este variaţia unui potenţiometru între zero şi 50—100 ohmi. În cazul nostru, variaţiile de debit sau presiune sînt convertite în variaţii de rezistenţe, fiecare aparat primar fiind dotat cu traductor potenţiometric. Aparatul de telemăsură este construit pe principiul transmisiei pe linie a unui curent continuu a cărui valoare variază, în funcţie de valoarea mărimii telemăsurate, între 0,5 şi 5 mA, valoarea de 0,5 mA servind la telemăsurarea valorii de zero a mărimii măsurate. În acest mod se poate discerne un defect al aparaturii de telemăsură, separîndu-l de poziţia de zero a mărimii măsurate sau de un defect al organului de conectare. Aparatul permite un reglaj al ambelor capete de scală.

Schema-bloc a emiţătorului de telemăsură (fig. 14) se compune dintr-un amplificator, un

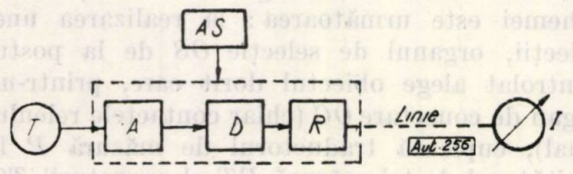


Fig. 14. Schema-bloc a emiţătorului de telemăsură :
T – traductor ; *A* – amplificator ; *D* – detector sensibil la fază ; *R* – redresor sensibil la fază ; *I* – instrument de măsură.

detector sensibil la fază şi un redresor comandat. Precizia lui în condiţii normale este de ±1%, iar neliniaritatea, mai mică de ± 1,5% din valoarea maximă.

Ca instrumente indicatoare s-au folosit miliampermetre de curent continuu cu scală 0—5 mA fabricate curent în ţară.

8. Elemente constructive

Întreaga instalaţie de telemecanică *TC2* pentru un dispecer şi opt posturi locale, împreună cu aparatura de telemăsură *T6* aferentă ei, a fost fabricată la Uzinele „Electromagnetica", cu

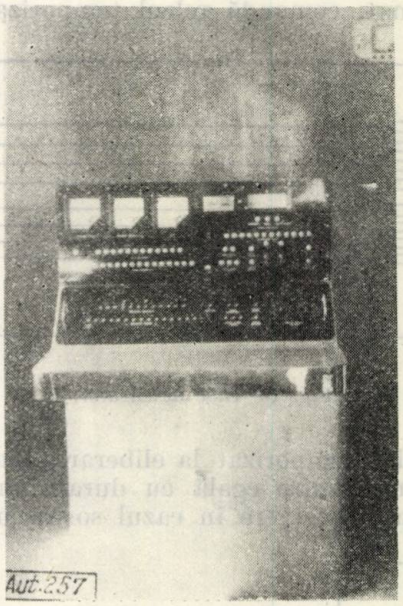


Fig. 15. Pupitru dispecer.

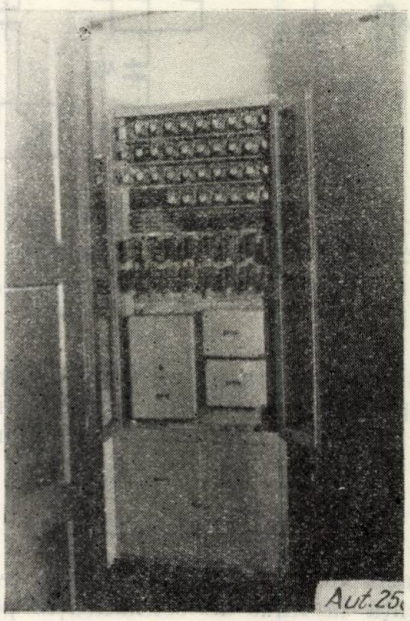


Fig. 16. Dulap post local.

elemente de producţie curentă. Toate elementele folosite în schemă ca relee tip cod, relee intermediare, redresoare, instrumente indica-

toare etc., sînt elemente din producţia curentă a uzinelor Electromagnetica. Realizarea echipamentului s-a făcut după modul curent de fabricaţie în uzină a echipamentului de dispecer pentru căi ferate.

Releele de cod tip fişe, de tipul CF1—50061, CF1—50063 etc., fabricate pentru automatizarea transportului pe calea ferată, sînt sigure, robuste, uşoare şi ieftine, au un gabarit redus şi permit un număr foarte mare de acţionări.

Aspectul exterior al pupitrului dispecer şi al echipamentului montat la posturile locale este arătat în figurile 15 şi 16.

9. Performanţe

Instalaţia de telemecanică *TC2* permite selecţia, comanda şi măsura unor obiecte situate dispersat concentrat pînă la o distanţă de 10 km.

Capacitatea instalaţiei pentru fiecare terminal de telemecanică este de 15 selecţii de obiect, pentru fiecare obiect putîndu-se efectua o măsură, 15 comenzi şi o telesemnalizare. Sistemul foloseşte principiul selecţiei în cod binar de impulsuri, utilizînd o transmisie ternară (două polarităţi + pauza). Sincronizarea sistemului se face pas cu pas. Sistemul este asigurat, la perturbaţiile ce pot proveni în canalul de comunicaţie, prin control de ciclu şi confirmare.

Impulsurile codului au o durată de 120 ms şi o amplitudine de aproximativ 60 V. Durata pauzei este 120 ms, durata unui ciclu 1 080 ms, durata unei selecţii confirmate 2,12 s. Instalaţia este alimentată de la reţeaua de 220 V, 50 Hz, precizia telemăsurii 1%, constanta de timp a telemăsurii este de maximum 5 s.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tudoroiu, V. *Automatizarea exploatării gazului metan.* Automatica şi Electronica, vol. 3, 1959, nr. 3.

[2] Ilin, V. A. *Determinarea eficienţei de transmisie a informaţiei telemecanice.* Analele romîno-sovietice, Ed. Acad. R.P.R., 1962.

[3] Duma, M., Roisman, W. şi Vîlcov, L. *Aparate de telemăsură cu amplificatoare de tip tensiune alternativă curent continuu.* Lucrări prezentate la a 3-a sesiune tehnico-ştiinţifică ICET, Buletinul secţiei electronică, vol. 2, Bucureşti, IDT, 1962.

2264 Mü 6/65
LEFORDITVA

Ing. D. SANDU

Metodă de calcul al memoriei cu ferite, bazată pe circuitul echivalent în timpul comutării

După metoda de selecţie utilizată, memoriile cu ferite se împart în trei grupe principale: cu selecţie prin curenţi coincidenţi, cu selecţie liniară şi cu selecţie prin multicurenţi.

Primele metode utilizate au fost memoriile cu selecţie prin curenţi coincidenţi; inelele aparţinînd unei poziţii binare sînt dispuse sub formă de matrice. Numărul inelelor conţinute într-o matrice este egal cu numărul adreselor, adică cu capacitatea memoriei. Memoria are atîtea matrice cîte opziţii binare are o adresă. Lectura informaţiei dintr-o adresă dată se face prin coincidenţă cu curenţi de amplitudine $\frac{I_m}{2}$, unde I_m este curentul necesar pentru comutarea completă a inelelor. Pentru înscrierea unei noi informaţii sînt necesari trei curenţi: doi curenţi $\frac{I_m}{2}$ de sens contrar faţă de cei de lectură şi un al treilea curent I_i de inhibiţie de amplitudine $\frac{I_m}{2}$ care acţionează separat pentru fiecare poziţie binară, comandînd înscrierea cu 1 sau 0. Se poate face o primă remarcă: afară de inelele adresei selecţionate care sînt străbătute de curenţi I_m, există şi inele semiexcitate aparţinînd liniei şi coloanei selecţionate. Acest lucru impune condiţii de toleranţă a curenţilor şi triere a inelelor foarte strînse.

Total deosebit este organizată memoria cu selecţie liniară. Aici matricele sînt „longitudinale", pe fiecare dintre ele fiind ţesute inelele aparţinînd tuturor adreselor de pe o linie. Inelele de memorie sînt străbătute de conductorul de inhibiţie, cel de ieşire, şi un singur fir de selecţie, anume firul de selecţie străbate numai inelele adresei selecţionate. De aici derivă o serie de avantaje esenţiale:

a) Întrucît în timpul lecturii curentul de selecţie acţionează numai asupra inelelor adresei selecţionate, amplitudinea sa poate fi crescută mult (cîmpul creat poate fi de cîteva ori mai mare decît cel coercitiv); în felul acesta se obţine o comutare rapidă, iar amplitudinea semnalului la ieşire creşte proporţional cu amplitudinea impulsurilor de curent. De asemenea, neexistînd inele semiexcitate, semnalele parazite sînt reduse foarte mult, crescînd securitatea de funcţionare.

b) În timpul înscrierii se poate uşor realiza un raport de 3/1 între curentul de înscriere şi curentul ce circulă prin inelele semiexcitate (raport de selecţie); de aici urmează o perturbare minimă a informaţiilor înscrise în alte adrese.

c) Inelele utilizate pot avea rectangularitatea ciclului histerezis mai puțin bună decît cele din memoria cu coincidență și permit toleranțe mai largi în ce privește trierea și variația curenților de alimentare (selecție și inhibiție).

Principiul de funcționare a memoriei cu selecție prin multicurenți, descris prima dată de J. Rajchman în 1957, este următorul: pentru a selecționa o adresă oarecare, se selecționează întîi linia matricei de comutare din care face parte adresa, apoi sînt comutate toate inelele de comutare din această linie, afară de inelul corespunzător adresei selecționate. Cei $n-1$ curenți dați de inelele de comutare (fiecare linie conține n adrese) străbat inelele de memorie ale adreselor respective fără a le perturba și se adună în firul ce străbate inelele de memorie ale adresei selecționate, basculîndu-le. Dacă curentul din adresa selecționată este I_m, atunci amplitudinea curenților ce circulă prin restul adreselor din linie este $\frac{I_m}{n-1}$, adică se obține un raport de selecție ridicat $\frac{n-1}{1}$ și semnale parazite foarte mici. Dar acest tip de memorie are un neajuns foarte important. Pentru a selecționa o adresă dată este necesar să se basculeze $n-1$ inele de comutare, fapt ce necesită energii de atac foarte importante, superioare memoriei cu selecție liniară; această ultimă remarcă a fost verificată de autor în [6]. După cît ne este cunoscut, acest tip de memorie n-a căpătat o extindere prea mare.

Efectuînd calculul toleranțelor maxime admisibile ale curenților [1], [6] se constată că acestea sînt de 7,5% pentru memoria cu selecție prin curenți coincidenți și de 24% pentru memoria cu selecție liniară. De asemenea, dacă în memoria cu selecție liniară se utilizează două inele de memorie pentru fiecare poziție liniară se obțin încă două avantaje:

— sarcina fiecărui inel de comutare rămîne constantă indiferent de codul informației citite sau înscrise, fapt ce ridică mult securitatea de funcționare și ușurează construcția generatoarelor de curent;

— semnalele de ieșire au o polaritate pentru „1" și una opusă pentru „0", ușurînd astfel discriminarea între valorile bitului citit.

Din punct de vedere economic, memoria cu selecție liniară cedează locul celei cu selecție prin coincidență, întrucît selecția liniară cere un număr mai mare de generatoare de curent. Totuși, dacă capacitatea memoriei nu depășește 1 000 adrese, prețul nu diferă prea mult, dat fiind că condițiile de stabilitate impuse generatoarelor de curent și cele de uniformitate și rectangularitate impuse inelelor de memorie sînt mult mai ușoare. Studii detaliate asupra memoriilor, cititorul poate găsi în lucrările [1], [4], [6].

În lucrare se propune o metodă de calcul al memoriei cu selecție liniară ce comportă două inele pentru fiecare poziție binară. Metoda este bazată pe circuitul echivalent al inelului în timpul comutării, ținînd seamă totodată și de alte constante ale inelului; ea poate fi extinsă la orice tip de memorie magnetică. În încheiere se dă un exemplu de calcul.

1. Datele necesare asupra inelelor de memorie și comutare

De obicei, constructorul dă următoarele caracteristici pentru inelul de ferită:

— curentul de comandă I_m;

— curentul jumătate selecție $\frac{I_m}{2}$;

— semnalul de răspuns util uV_1 („1" neperturbat);

— semnalul de răspuns parazit dV_z („0" perturbat);

— timpul de comutare T_s pentru I_m dat.

Metoda de calcul prezentată cere cunoașterea suplimentară a următorilor parametri:

— curentul prag I_0;

— rezistența echivalentă a inelului cînd acesta comută în regiunea ireversibilă r_0;

— graficul de variație a tensiunii induse V_m în funcție de f.m.m. de comandă $V_m = f_1(F)$; (1)

— graficul de variație a inversului timpului de comutare în funcție de f.m.m. de comandă $\frac{1}{T_s} = f_2(F)$; (2)

— fluxul de saturație Φ_s;

— inductanța în regiunea reversibilă L_r.

Fluxul de saturație se poate măsura prin integrarea semnalului de ieșire, iar inductanța în regiunea reversibilă se poate determina de pe ciclul histerezis static (valoarea medie). În [6], [7], [8] se arată că funcțiile (1) și (2) reprezintă drepte și se descrie modul de trasare și de determinare a lui I_0 și r_0. În ce privește memoria, trebuie cunoscute:

— numărul de poziții binare ale unei adrese m;

— numărul de adrese dintr-o linie sau coloană a matricei de comutare (selecție) $\sqrt{n}$, n fiind capacitatea memoriei;

— inductanța firului L_f; în cazul de față s-a adoptat sistemul cu două inele pentru fiecare poziție binară, deci L_f va fi inductanța firului dus și întors.

Pentru selecția adreselor se folosește o matrice de comutare cu polarizare suplimentară [6], fiecare inel fiind format dintr-un grup de K inele. Calculul propriu-zis comportă două etape: prima se referă la circuitul secundar al inelului de comutare, a doua la circuitul primar.

2. Circuitul secundar al inelului de comutare

În cazul utilizării unei matrice cu polarizare, fiecare inel format din K miezuri comportă patru înfăşurări (fig. 1): două de selecţie pe

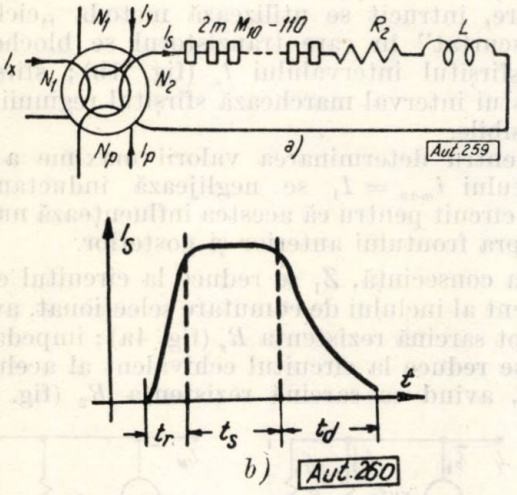


Fig. 1:

a – bobinarea unui inel de comutare format din K miezuri şi sarcina acestuia; *b* – forma obişnuită a impulsului de curent în secundarul inelului de comutare pentru sarcini mari.

verticală şi orizontală N_1, una de polarizare N_p şi o înfăşurare secundară N_2. Sarcina fiecărui inel este constituită din 2 m inele de memorie din care m comută, inductanţa L şi rezistenţa R_2. Inductanţa L este dată de

$$L = L_f + 2\ m\ L_{rm}, \qquad (3)$$

unde L_{rm} este inductanţa regiunii reversibile a inelului de memorie.

Rezistenţa R_2 este constituită din rezistenţa firului şi o rezistenţă suplimentară inclusă în circuit pentru a diminua durata frontului posterior al impulsului de curent I_s, prin I_s notîndu-se curentul ce străbate inelele de memorie ale adresei selectate. Forma obişnuită a impulsului I_s este arătată în figura 1b unde distingem: frontul anterior t_r, intervalul t_s în care amplitudinea rămîne aproximativ constantă şi frontul posterior t_d.

Fluxul delivrat de înfăşurarea secundară a inelului de comutare trebuie să fie egal sau mai mare decît suma fluxurilor disipate pe diferitele componente ale sarcinii [3]:

$$\psi_c \geqslant \psi_1 + \psi_2 + \psi_3, \qquad (4)$$

unde:

$\psi_c = K\ N_2\ \Phi_{sc}$ este fluxul delivrat de circuitul secundar al unui inel format din K torri ce conţine N_2 spire;

$\psi_1 = \int_0^{tr} L \frac{dIs}{dt}\, dt$ – fluxul înmagazinat în inductanţa L;

$\psi_2 = \int_0^{tr} I_s R_2 dt + \int_{tr}^{tr+ts} I_s R_2 dt$ – fluxul necesar pentru a menţine căderea de tensiune la bornele rezistenţei R_2;

$\psi_3 = m\ \Phi_{sm}$ – fluxul consumat prin basculareа m inele de memorie.

În aceste formule Φ_{sc} şi Φ_{sm} reprezintă fluxurile de saturaţie pentru inelul de comutare, respectiv memorie.

Dacă se face presupunerea că frontul anterior al impulsului I_s este liniar şi că amplitudinea este constantă în intervalul t_s, atunci se poate scrie:

$$\psi_1 = LI_s \quad \text{şi} \quad \psi_2 = \frac{1}{2}\ t_r I_s R_2 + t_s I_s R_2,$$

deci:

$$KN_2\Phi_{sc} \geqslant LI_2 + \frac{1}{2} t_r I_s R_2 + t_s I_s R_2 + m\ \Phi_{sm}. \qquad (5)$$

Valoarea rezistenţei R_2 este determinată de durata frontului posterior t_d, dat fiind că:

$$t_d = 2{,}3 \frac{L}{R_2}. \qquad (6)$$

Valorile lui t_r şi t_s decurg din viteza de funcţionare impusă memoriei, deci toţi termenii din dreapta ai inegalităţii (5) sînt cunoscuţi; fixîndu-ne asupra lui K se poate determina N_2.

3. Circuitul primar al inelului de comutare

Sarcina ultimului tranzistor al generatorului de curent I_x (sau I_y) este constituită din rezistenţa R_c şi impedanţa Z (fig. 2a, unde Z reprezintă impedanţa a $\sqrt{n}$ inele de comutare ale unei linii sau coloane din matricea de selecţie); din cele $\sqrt{n}$ inele comută unul singur, anume cel ce corespunde adresei selecţionate. Curentul

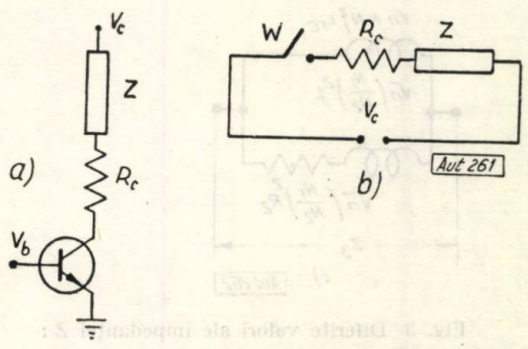


Fig. 2:

a – ultimul etaj al generatorului de curent Ix; *b* – schema echivalentă utilizată în calcule.

$i_1 = i_1(t)$ ce străbate înfăşurările primare ale inelelor de comutare se poate determina după schema din figura 2b, în care tranzistorul este reprezentat prin comutatorul W.

În cazul memoriei cu selecție liniară ce utilizează o matrice de comutare cu polarizare suplimentară se disting trei cazuri posibile în ce privește valoarea lui Z.

a. Inele de memorie ale adresei selecționate comută, iar rezistențele lor echivalente au valoarea maximă r_0; în acest caz, impedanța va fi egală cu Z_1 (fig. 3a) unde prin R_s s-a notat rezistența totală a circuitului secundar, formată din R_2 și circuitele echivalente ale inelelor de memorie.

b. Inelele de memorie sînt fie la începutul comutării, fie la sfîrșitul comutării; în cazul extrem cînd se propune că la bornele inelelor de memorie tensiunea indusă este nulă, impedanța va lua valoarea Z_2 (fig. 3b).

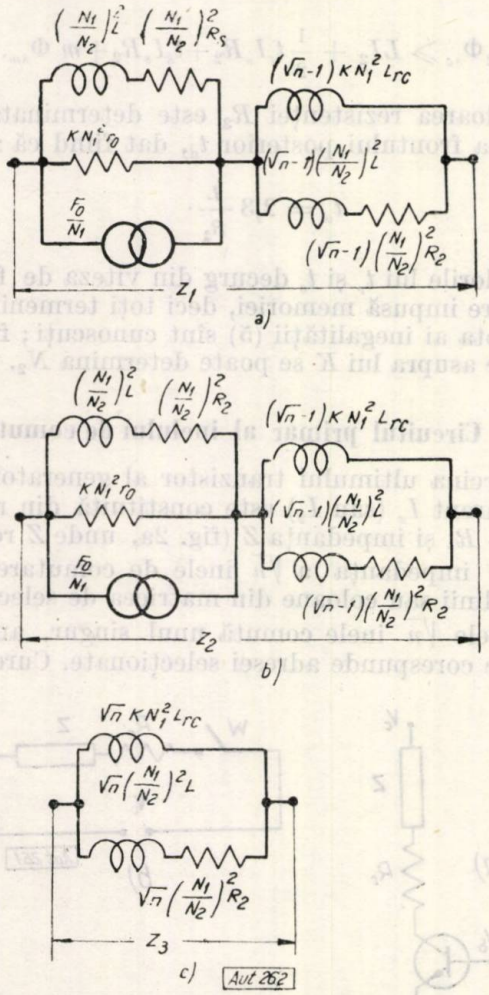


Fig. 3. Diferite valori ale impedanței Z:
a – inelele de memorie comută, semnalul de ieșire trecînd prin maxim; *b* – inelele de memorie au comutat, iar cele de comutare sînt în curs de basculare încă; *c* – inelul matricei de comutare a basculat complet și tranzistorul final mai delivrează curent.

c. Inelele matricei de comutare au basculat complet, iar tranzistorul rămîne încă deblocat; în acest caz, impedanța va lua valoarea Z_3 (fig. 3c).

Calculul se efectuează pentru cazul *a* care cuprinde toate condițiile funcționării normale a memoriei; apoi se verifică dacă, în intervalul cît $Z = Z_2$, curentul nu depășește valoarea limită admisă de tranzistor, întrucît $Z_2 < Z_1$. De obicei, cazul *c* este exclus la memoriile cu selecție liniară și matrice de comutare cu polarizare, întrucît se utilizează metoda „ciclului prescurtat" în care tranzistorul se blochează la sfîrșitul intervalului t_s (fig. 1b); sfîrșitul acestui interval marchează sfîrșitul regiunii ireversibile.

Pentru determinarea valorii maxime a curentului $i_{max} = I_1$ se neglijează inductanțele din circuit pentru că acestea influențează numai asupra frontului anterior și posterior.

În consecință, Z_1 se reduce la circuitul echivalent al inelului de comutare selecționat, avînd drept sarcină rezistența R_s (fig. 4a); impedanța Z_2 se reduce la circuitul echivalent al aceluiași inel, avînd ca sarcină rezistența R_2 (fig. 4c).

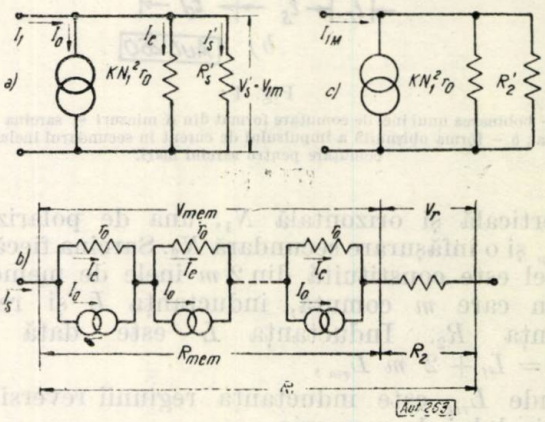


Fig. 4:
a – circuitul echivalent al inelului de comutare selecționat, necesar la calculul amplitudinii curentului dat de generator; *c* – circuitul echivalent al inelului de comutare necesar la calculul valorii maxime a curentului dat de generator; *b* – valoarea rezistenței totale din secundarul inelului de comutare: ea se compune din rezistența adițională R_2 și circuitele echivalente ale inelelor de memorie.

La rîndul său, R_s este formată din rezistența R_2 și circuitele echivalente a m inele de memorie (fig. 4b).

În circuitul echivalent (fig. 4a):

$$I'_s = \frac{N_2}{N_1} I_s; \quad R'_s = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_s \text{ și } V'_s = \frac{N_1}{N_2} V_s. \quad (7)$$

Din figura 4b se poate determina valoarea rezistenței de sarcină:

$$R_s = \frac{V_s}{I_s}, \quad (8)$$

iar

$$V_s = V_{mem} + V_r. \quad (9)$$

Forța magnetomotoare necesară pentru a ataca inelul de comutare este:

$$F_1 = F_0 + F_e + F_2 \quad (10)$$

sau

$$N_1 I_1 = N_1 I_0 + N_1 I_e + N_2 I_s. \quad (11)$$

Pentru a aproxima numărul de spire minim al înfăşurării primare se poate neglija deocamdată I_e (care este, în general, destul de mic în raport cu I_s şi I_0); prin urmare se poate scrie:

$$N_1 \geqslant \frac{F_0 + F_2}{I_{CN}}, \quad (12)$$

unde I_{CN} reprezintă curentul de funcţionare normală a tranzistorului final.

Cunoscînd pe N_2 şi N_1 se efectuează calculul exact al circuitului echivalent, conform relaţiilor (7), apoi se determină curentul I_e din relaţia:

$$I_e = \frac{V_s'}{KN_1^2 r_0}. \quad (13)$$

Acum se poate determina I_1 ca o sumă de trei curenţi:

$$I_1 = I_0 + I_e + I_s'. \quad (14)$$

Impedanţa Z_1 se poate exprima sub forma:

$$Z_1 = \frac{V_s'}{I_1}. \quad (15)$$

Din figura 2b se poate calcula rezistenţa din circuitul de colector:

$$R_c = \frac{V_c - V_{co} - I_1 Z_1}{I_1}, \quad (16)$$

unde V_{co} este tensiunea de deşeu în timpul saturaţiei tranzistorului.

În vederea cunoaşterii valorii maxime a curentului ce circulă în primar trebuie calculată impedanţa Z_2; calculul exact al acestei impedanţe este foarte dificil, pentru că atunci cînd sarcina este constituită numai din R_2, valorile curenţilor I_s şi I_e diferă faţă de cele determinate din figurile 4a şi 4b.

În prima aproximaţie se consideră că:

$$Z_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2, \quad (17)$$

iar curentul maxim:

$$I_{1m} = \frac{V_c - V_{co}}{R_c + Z_2}. \quad (18)$$

F.m.m. de polarizare este egală cu f.m.m. de comandă, deci:

$$F_p = N_p \cdot I_p = F_1. \quad (19)$$

Fixînd numărul de spire N_p, se determină curentul de polarizare:

$$I_p = \frac{F_1}{N_p}. \quad (20)$$

Comutarea directă şi inversă a inelului selecţionat şi evoluţia în regiunea ireversibilă a $2(\sqrt{n} - 1)$ inele din linia şi coloana selecţionată induc, la bornele înfăşurării N_p, tensiuni parazite care fac să varieze curentul I_p. Variaţia lui I_p influenţează valoarea lui I_s, căci:

$$2F_1 - I_p \cdot N_p = F_0 + F_e + F_2. \quad (21)$$

Un mijloc pentru a micşora variaţiile lui I_p ar consta în mărirea lui V_p, respectiv R_p; fapt însoţit de pierderi inutile de energie.

O metodă mai eficace constă în introducerea unei inductanţe în circuitul lui I_p: tensiunile parazite induse se regăsesc la bornele acestei inductanţe, iar I_p rămîne practic constant.

În cazul matricei cu polarizare trebuie să se facă şi următoarea remarcă în ce priveşte alegerea tensiunii de colector: după terminarea impulsurilor I_x şi I_y, inelul de comutare este readus la starea iniţială de către curentul I_p; prin această comutare la bornele înfăşurării primare se induce o tensiune care se adună cu cea de colector; deci tensiunea de colector trebuie aleasă în aşa fel încît suma celor două tensiuni să nu depăşească V_{CEmax} al tranzistorului final, adică:

$$V_s' + V_c \leqslant V_{CEmax}. \quad (22)$$

4. Exemplu de calcul

a. Inelele de memorie folosite sînt de tipul M_{10}—110 (COFELEC-Franţa avînd dimensiunile $D = 1{,}25$ mm; $d = 0{,}76$ mm; $h = 0{,}4$ mm şi următoarele caracteristici date de constructor:

$$I_m = 980 \text{ mA}; \quad \frac{I_m}{2} = 490 \text{ mA};$$

$uV_1 = 115-120$ mV; $dV_z = 12$ mV; $T_s = 0{,}65$ μs.

Am trasat graficele $V_m = f_1(F)$ şi $\frac{1}{T_s} = f_2(F)$ reprezentate în figura 5; ambele drepte intersectează abscisa în punctul $I = I_0$.

Din grafic se determină $I_0 = 0{,}68$ A; $r_0 = 0{,}4$ Ω.

Fluxul de saturaţie este $\Phi_{sm} = 0{,}037 \cdot 10^{-6}$ Wb şi a fost determinat prin integrarea semnalului indus. Inductanţa în regiunea reversibilă este $L_{rm} = 3{,}5 \cdot 10^{-3}$ μH, fiind măsurată pe ciclul histerezis static.

b. Inelele de comutare sînt de tipul M_1 — 140 (COFELEC-Franţa) avînd dimensiunile $D = 4$ mm; $d = 2{,}5$ mm; $h = 1{,}5$ mm şi următoarele caracteristici date de constructor:

$$I_m = 1{,}350 \text{ A};$$

$$\frac{I_m}{2} = 0{,}675 \text{ A};$$

$$uV_1 = 560 \text{ mV};$$

$$dV_z = 90 \text{ mV};$$

$$T_s = 1{,}2 \text{ μs}.$$

Graficele tensiunii induse şi ale inversului timpului de comutare sînt reprezentate în figura 6.

Din aceste grafice se determină : $F_0 = 1{,}04$ At ; $r_0 = 1{,}4\ \Omega$.

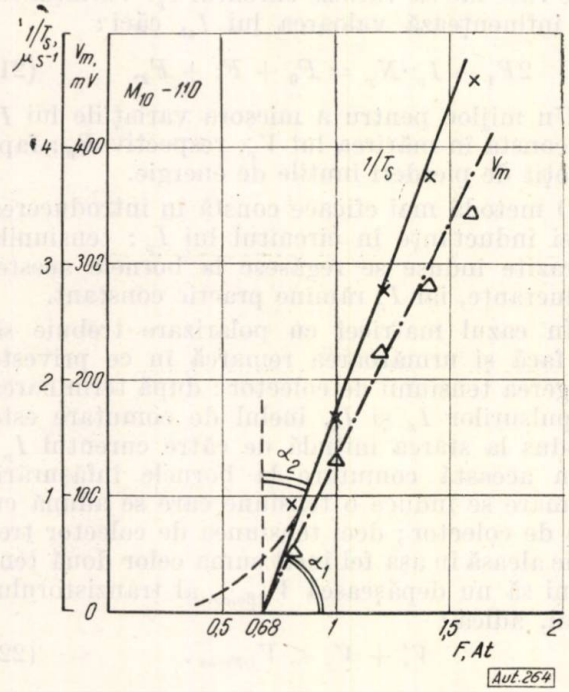


Fig. 5. Graficele funcţiilor $V_m = f_1(F)$ şi $1/T_s = f_2(F)$ pentru inelul de memorie M_{10} — 110 (COFELEC).

Fluxul de saturaţie este $\Phi_{sc} = 0{,}4 \cdot 10^{-6}$ Wb, iar inductanţa în regiunea reversibilă $L_{rc} = 15 \cdot 10^{-3}$ μH.

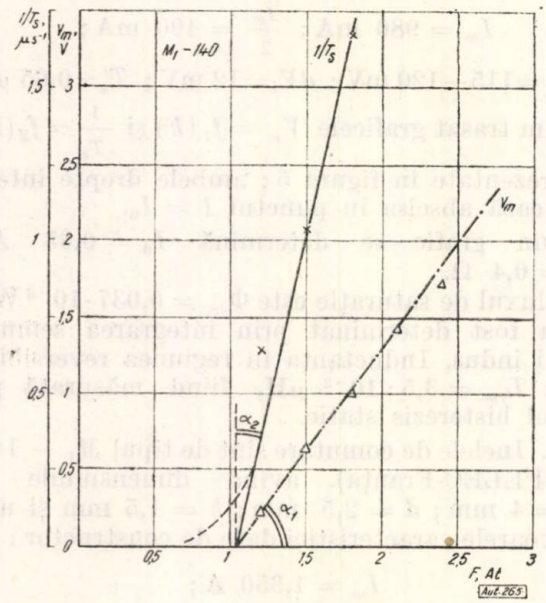


Fig. 6. Graficele funcţiilor $V_m = f_1(F)$ şi $1/T_s = f_2(F)$ pentru inelul de comutare M_1 — 140 (COFELEC).

c. Memoria are $m = 48$ poziţii binare, iar inductanţa firului dus şi întors este de $L_f = 0{,}8$ μH. S-a remarcat că, pentru determinarea amplitudinii impulsului I_s, ne putem limita la studiul inelului de comutare selecţionat, deci formal capacitatea memoriei nu ar avea influenţă. Acest fapt se verifică în practică atunci cînd capacitatea este de ordinul a o mie de adrese ; pentru capacităţi mai mari, atît forma, cît şi amplitudinea impulsului I_s, vor fi influenţate de inelele de comutare ce evoluează în regiunea reversibilă.

d. Calculul propriu-zis decurge în ordinea următoare : se consideră că memoria va funcţiona cu un curent $I_s = 1{,}05$ A, pentru care timpul de comutare al inelului de memorie este de $T_s = 0{,}49$ μs (fig. 5), de unde urmează că $t_r + t_s \geqslant 0{,}49$ μs ; se ia $t_r = 0{,}15$ μs şi $t_s = 0{,}35$ μs. Din formula (3) se determină inductanţa :

$$L = 0{,}8\ \mu H + 2.48.3{,}5 \cdot 10^{-3}\ \mu H = 1{,}136\ \mu H.$$

Durata frontului posterior este determinată de viteza de lucru impusă memoriei ; de exemplu, dacă se ia $t_d = 0{,}35$ μs, din (6) se determină rezistenţa $R_2 = 7{,}5\ \Omega$.

Introducînd în (5) valorile obţinute pînă în prezent, se obţine :

$$KN_2\ \Phi_{sc} \geqslant 6{,}33 \cdot 10^{-6}\ \text{Wb}.$$

În privinţa alegerii lui K şi N_2 se face următoarea remarcă : dacă se ia K mare şi N_2 mic trebuie să dispunem de un tranzistor cu curent moderat, însă cu tensiunea de străpungere colector-emiter foarte ridicată ; dacă se ia K mic şi N_2 mare trebuie să dispunem de un tranzistor cu tensiunea colector-emiter nu prea ridicată, însă cu un curent foarte mare. În practică se găseşte un compromis în funcţie de tranzistorul disponibil. Vom lua $K = 4$ şi $N_2 = 5$, rezultînd $KN_2\ \Phi_{sc} = 8 \cdot 10^{-6}$ Wb, astfel că inegalitatea (5) este satisfăcută.

Trecem la circuitul primar. Din figura 5 rezultă că pentru un curent $I_s = 1{,}05$ A, fiecare inel de memorie dă tensiunea de 150 mV ; deci cele 48 inele care comută vor da tensiunea de $V_{mem} = 48 \cdot 0{,}150 = 7{,}2$ V.

Căderea de tensiune la bornele rezistenţei R_2 este $V_r = 1{,}05 \cdot 7{,}5 = 7{,}85$ V. Conform figurii 3b şi relaţiei (9) se obţine $V_s = 7{,}2 + 7{,}85 = 15{,}05$ V. Înlocuind în relaţia (8), se obţine $R_s = \frac{15{,}05}{1{,}05} = 14{,}3\ \Omega$.

Etajul final al generatorului de curent este echipat cu tranzistorul 2N657 care poate funcţiona normal, dînd un curent de 0,7 A.

Din formula (12) se determină numărul de spire minim al primarului :

$$N_1 \geqslant \frac{1{,}04 \cdot 5{,}25}{0{,}7} \simeq 9.$$

Se ia $N_1 = 10$ şi se efectuează calculul exactat al circuitului echivalent utilizînd relaţiile (7) :

$I'_s = 0{,}525$ A; $R'_s = 57\ \Omega$; $V'_s = 30$ V; iar din relaţia (13) se determină curentul:

$$I_e = \frac{30}{560} = 0{,}0535 \text{ A.}$$

Curentul ce circulă în primar va fi (14):

$$I_1 = 0{,}104 + 0{,}0535 + 0{,}525 = 0{,}683 \text{ A.}$$

Valoarea impedanţei Z_1 va fi deci (15):

$$Z_1 = \frac{30}{0{,}683} = 44\ \Omega.$$

Ştiind că, pentru tranzistorul 2N657, tensiunea de deşeu $V_{ce} = 5$ V, din (16) se determină rezistenţa de colector; se alege tensiunea de colector $V_c = 65$ V; atunci:

$$R_c = \frac{65 - 5 - 30}{0{,}683} = 44\ \Omega.$$

Din relaţia (17) se determină $Z_2 = 30\ \Omega$, iar curentul maxim din primar va fi:

$$I_{1m} = \frac{65 - 5}{44 + 30} = 0{,}81 \text{ A,}$$

valoare admisă de tranzistorul 2N657, mai ales că intervalele în care curentul ia valoarea I_{1m} sînt foarte scurte.

Rămîne de verificat inegalitatea (22). Suma tensiunilor V'_s şi V_c este 95 V, valoare ce nu depăşeşte limita admisă de tranzistor $V_{CEmax} = 100$ V.

Utilizînd metoda expusă, a fost calculată şi apoi realizată în machetă o memorie cu ferite cu selecţie liniară [6]. Măsurările au arătat o bună concordanţă între rezultatele experimentale şi valorile calculate. Durata totală a unui ciclu complet citire-înscriere este de 1,4 μs; amplitudinea semnalului la ieşire este de 140 mV pe 200 Ω, avînd durata de 0,42 μs. Semnalele parazite nu depăşesc 10% din valoarea semnalului util.

BIBLIOGRAFIE

[1] Meyerhoff, A. *Digital applications of magnetic devices.* New York, J. Wiley, 1960.

[2] Carter, I. P. V. *A new core switch for magnetic matrix stores and other purposes.* Trans. I.R.E., vol. EC–9, 1960.

[3] Christopherson, W. *Matrix switch and drive system for a lowcost magnetic core memory.* Trans. I.R.E. vol. EC–10, 1961.

[4] Kraizmer, L. P. *Ustroistva hranenia discretnoi informaţii.* Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[5] *Advance information 803.* Behaviour of switch cores. Philips, 1960.

[6] Sandu, D. *Mémoire rapide à ferrites avec sélection par mot à deux noyaux par bit.* Thèses Toulouse, 1963.

[7] Sandu, D. *Comportarea dinamică a inelelor de ferită cu ciclul histerezis rectangular.* Analele ştiinţifice ale Univ. „Alex. I. Cuza" Iaşi, fasc. I, 1964.

[8] Bardij, V. V. *Staticeskie i impulsnie svoistva feritovih serdecinikov s npiamougolnoi petlei ghisterezisa i sposobi ih izmerenii.* Sbornik statei. Izdatelstvo A.N. S.S.S.R., 1961.

Ing. I. PONNER

Studiul funcţionării în paralel a două gazotroane într-un montaj de redresare polifazat

Atunci cînd nu se dispune de tuburi de putere adecvată, pentru obţinerea unor puteri utile mari în diverse circuite electronice (redresoare, amplificatoare, oscilatoare etc.), se ajunge la ideea folosirii a două sau mai multor tuburi de putere mai mică, conectate în paralel. Însă, din punct de vedere economic, această soluţie nu este recomandabilă, deoarece costul unui singur tub electronic de o putere dată este întotdeauna mai mic decît costul total a două sau mai multe tuburi de aceeaşi putere totală.

Soluţia legării mai multor tuburi în paralel pentru a obţine o putere cerută este contraindicată şi din punctul de vedere al siguranţei în exploatare a instalaţiei care foloseşte aceste tuburi, deoarece o dată cu creşterea numărului de elemente componente, creşte numărul surselor de deranjamente, deci se măreşte probabilitatea defectării instalaţiei.

Un alt inconvenient care apare la legarea în paralel a tuburilor este faptul că defectarea unuia dintre aceste tuburi de obicei atrage după sine suprasolicitarea şi, prin aceasta, defectarea şi a celorlalte tuburi rămase în funcţiune din acest grup.

Legarea în paralel a mai multor tuburi se va face doar în cazuri extreme, şi anume cînd nu se dispune de tuburi de o anumită putere necesară pentru construcţia unei instalaţii sau în cazul în care trebuie să se repună în funcţiune o instalaţie care s-a defectat şi la care nu sînt tuburi de rezervă corespunzătoare.

În cazul tuburilor cu vid se poate conta pe o dispersie de 10–15% a caracteristicilor tuburilor şi, la legarea lor în paralel, va rezulta o repartizare inegală a sarcinii tot în jurul acestor cifre.

Dacă tuburile lucrează într-un regim de funcţionare care nu este prea apropiat de regimul

limită al tuburilor, se pot alege tuburi la întîmplare dintre cele disponibile pentru a fi folosite în montaj.

Dacă tuburile lucrează într-un regim sever, avînd mărimile de funcţionare apropiate de cele limită, tuburile destinate funcţionării în paralel se vor selecta pe baza unei cît mai bune asemănări a caracteristicilor lor.

1. Dificultăţile care apar la legarea în paralel a gazotroanelor

Conducţia curentului electric printr-un gazotron apare numai după ce tensiunea anodică depăşeşte valoarea tensiunii de aprindere U_{ap}, mai mare decît tensiunea de ardere U_0 (fig. 1). La unele gazotroane, curentul creşte monoton cu creşterea tensiunii anodice şi aprinderea are loc la o valoare a tensiunii anodice mai mică decît tensiunea de ardere (fig. 1, curba punctată).

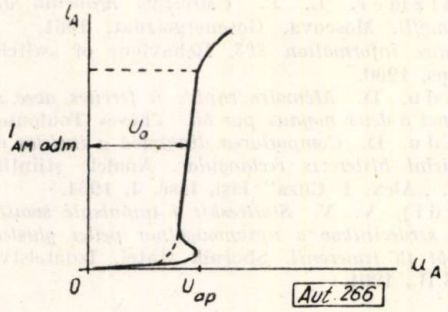


Fig. 1. Caracteristica anodică a unui gazotron.

În zona de lucru a caracteristicii tubului ($i_A < I_{AM\,adm}$), tensiunea la bornele tubului variază foarte puţin cu curentul anodic; tubul prezintă o rezistenţă dinamică redusă.

Din caracteristica anodică se vede că este suficientă doar o mică diferenţă între tensiunile de aprindere ale tuburilor, pentru ca la montarea lor în paralel să se aprindă numai un singur tub, şi anume cel care are tensiunea de aprindere cea mai mică. Evident, în acest caz, întregul curent de sarcină va fi suportat doar de acest tub, ceea ce îl va scoate în curînd din funcţiune.

Situaţia nu este mai favorabilă nici în cazul tuburilor la care tensiunea de aprindere este inferioară tensiunii de ardere U_0. Din cauza rezistenţei dinamice foarte coborîte, este suficientă chiar şi o mică diferenţă între caracteristicile anodice ale tuburilor pentru ca să rezulte o inegalitate mare în repartizarea curentului de sarcină între tuburile montate în paralel (fig. 2).

Atît în cazul gazotroanelor avînd $U_{ap} > U_0$, cît şi în cazul gazotroanelor avînd $U_{ap} < U_0$, se poate obţine aprinderea tuburilor montate în paralel şi o repartizare mai bună a curentului de sarcină între aceste tuburi prin legarea în serie cu fiecare tub a unei rezistenţe de mică valoare (fig. 3). Fiecare dintre ansamburile tub + rezistenţă astfel rezultat este echivalent, din punctul de vedere al caracteristicii $i_A = f(u_A)$,

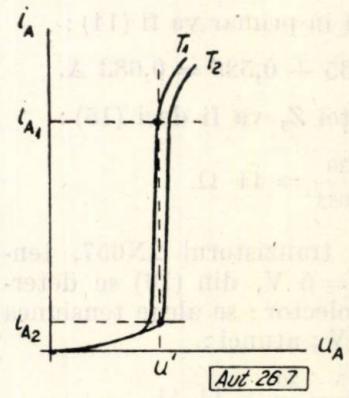


Fig. 2. Repartizarea inegală a curentului în două gazotroane de caracteristici apropiate, montate în paralel.

cu un gazotron avînd aceeaşi tensiune de aprindere ca şi gazotronul utilizat şi o rezistenţă dinamică echivalentă egală cu suma dintre rezistenţa serie introdusă şi rezistenţa dinamică a gazotronului.

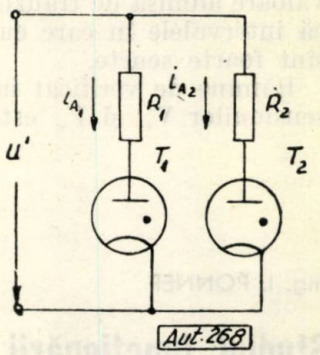


Fig. 3. Inserierea unor rezistenţe cu gazotroanele legate în paralel, pentru o repartizare mai uniformă a curentului de sarcină.

2. Consideraţii de proiectare

Deoarece legarea în paralel a unui număr de gazotroane mai mare decît două este puţin probabilă în cazurile care se pot întîlni în practică, se va analiza numai acest caz din urmă. Metoda de calcul şi concluziile stabilite pentru acest caz se pot însă extinde şi pentru cazul unui număr mai mare de tuburi în paralel. În cele ce urmează se va considera cazul în care cele două tuburi sînt conectate în circuitul unei faze a unui redresor polifazat avînd m faze.

Pentru două tuburi cu caracteristici date, la dimensionarea rezistenţelor adiţionale trebuie să se urmărească următoarele obiective:

1. o repartizare cît mai egală a puterii disipate pe cele două tuburi şi sub valoarea admisibilă pentru fiecare tub;

2. o putere pierdută cît mai mică pe cele două rezistenţe introduse suplimentar, deci valori cît mai mici ale acestor rezistenţe;

3. valori de vîrf ale curenţilor anodici cît mai apropiate între ele şi sub valoarea admisibilă pentru tuburile folosite.

Funcţionarea redresorului şi cu aceasta şi condiţiile de lucru pentru cele două tuburi legate în paralel depind într-o mare măsură de natura sarcinii pe care debitează redresorul. De aceea, se vor examina separat condiţiile de funcţionare ale celor două tuburi legate în paralel, în cazul unor sarcini mai frecvent întîlnite.

2.1. *Redresor cu sarcină rezistivă şi transformator ideal*

În figura 4 este reprezentată schema simplificată a unui redresor polifazat, cu secundarul în stea, echipat cu gazotroane, în care sînt arătate tuburile redresoare numai pe o singură fază a secundarului transformatorului.

Se admit următoarele ipoteze simplificatoare de calcul:

1. se consideră tensiunea de aprindere a tuburilor egală cu tensiunea de ardere:

$$U_{ap} = U_0; \tag{1}$$

2. se neglijează rezistenţa dinamică a tubului, avînd de obicei o valoare mult mai mică decît rezistenţa suplimentară serie:

$$R_d = 0; \tag{2}$$

3. la calculul curentului redresat nu se ia în considerare valoarea rezistenţelor adiţionale R_1 şi R_2, mult mai mici decît rezistenţa de sarcină R_s;

4. de asemenea, se neglijează tensiunile de ardere U_{01} şi U_{02} ale tuburilor, mult mai mici în comparaţie cu tensiunea dată de înfăşurarea secundară a transformatorului de alimentare;

5. se consideră cazul unui transformator de alimentare simetric şi ideal avînd:

$$Z_{sc} = R_{sc} + j X_{sc} = 0. \tag{3}$$

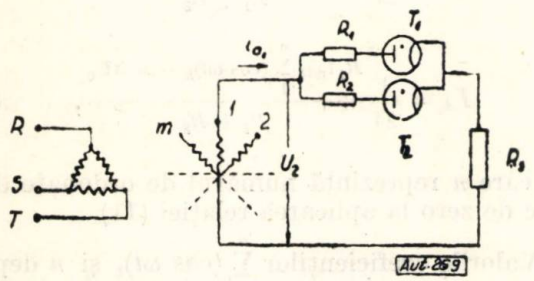


Fig. 4. Redresor polifazat cu sarcină rezistivă. Schemă simplificată.

În figura 5 sînt reprezentate caracteristicile tensiune-curent ale celor două tuburi, precum şi caracteristicile rezultante ale ansamblurilor tub + rezistenţă adiţională, ţinînd seamă de ipotezele 1 şi 2.

i_{dM} este valoarea maximă a curentului redresat, iar U' este valoarea maximă a căderii de tensiune la bornele grupului redresor.

În cazul considerat se va aprinde mai întîi tubul T_1 prin care va trece la început întregul

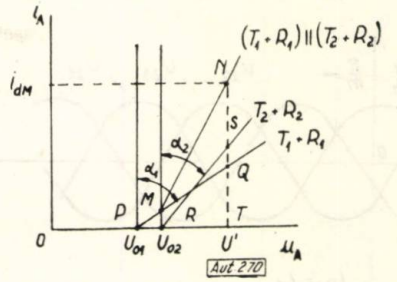


Fig. 5. Caracteristicile rezultante ale ansamblurilor T_1+R_1, T_2+R_2 şi $(T_1+R_1)\|(T_2+R_2)$.

curent de sarcină. Din momentul aprinderii, punctul de funcţionare se găseşte pe porţiunea înclinată a caracteristicii ansamblului $T_1 + R_1$. În momentul corespunzător intersecţiei acestei caracteristici cu dreapta U_{02} = const. se aprinde tubul T_2 şi curentul de sarcină este repartizat între cele două tuburi.

Măsura în care obiectivul nr. 1 este realizat se poate caracteriza printr-un coeficient μ, definit de relaţia:

$$\mu = \frac{P_{d_1}}{P_{d_2}}, \tag{4}$$

unde P_{d_1} şi P_{d_2} sînt puterile disipate de cele două tuburi:

$$P_{d_1} = U_{01} I_{A_1}, \tag{5}$$

$$P_{d_2} = U_{02} I_{A_2}, \tag{6}$$

I_{A_1} şi I_{A_2} sînt componentele medii ale celor doi curenţi anodici, care se pot afla prin analiza Fourier a pulsurilor de curent ale celor două tuburi.

Notînd cu:

$$\beta = \frac{U_{02}}{U_{01}}, \tag{7}$$

relaţia (4) se poate scrie:

$$\mu\beta = \frac{I_{A_1}}{I_{A_2}}. \tag{8}$$

Dacă se consideră ca origine a timpului momentul în care tensiunea fazei care alimentează grupul redresor trece prin maxim (fig. 6), valoarea instantanee a curentului redresat, ţinînd seamă de ipotezele simplificatoare admise, este:

$$i_{a_1} = i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_S} \cos \omega t = i_{dM} \cos \omega t, \tag{9}$$

relație valabilă pentru intervalul $-\frac{\pi}{m} < \omega t + \frac{\pi}{m}$.

Între valorile instantenee ale curenților celor două tuburi și valoarea instantanee a curentului

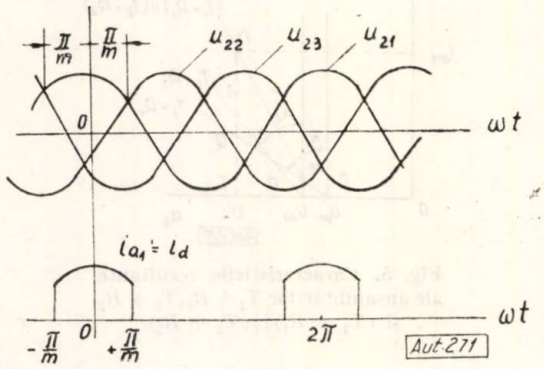


Fig. 6. Formele de undă ale tensiunilor secundare ale transformatorului de alimentare și ale curentului anodic pe o fază, în cadrul unei sarcini rezistive.

redresat i_d în intervalul de conducție a grupului redresor de pe o fază există relația:

$$i_{A_1} + i_{A_2} = i_d. \tag{10}$$

Valorile curenților i_{A_1} și i_{A_2} se pot citi de pe caracteristicile individuale OPQ și ORS ale ansamblurilor $T_1 + R_1$ și $T_2 + R_2$, la intersecția dreptelor verticale coborîte din punctele de pe caracteristica compusă OPMN, corespunzătoare diverselor valori ale lui i_d.

Valorile curenților i_{A_1} și i_{A_2} rezultînd grafic, pentru aflarea valorilor medii este mai ușor să se recurgă la o analiză grafoanalitică.

Astfel, folosind metoda trapezului [2] rezultă pentru componenta medie valoarea (figura 7):

$$I_A = \frac{1}{2p}[Y_1 + Y_2 + \ldots + Y_k \ldots + Y_{2p}], \tag{11}$$

în care:

$2p$ este un număr par în care a fost împărțită perioada T;

Y_k — valoarea instantanee a curentului anodic la sfîrșitul fiecărui interval.

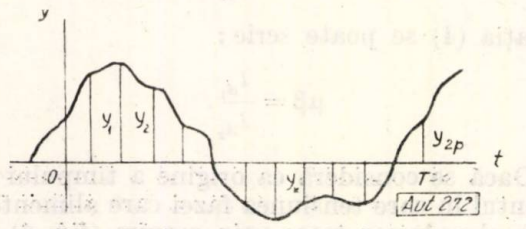


Fig. 7. Analiza armonică grafoanalitică a unei unde periodice nesinusoidale.

Pentru a avea o precizie suficient de bună este indicat să se ia $2p = 24$. În acest caz, intervalele în care s-a împărțit perioada au o lățime de 15° și, pentru valoarea medie a curentului rezultă următoarele expresii pentru cîteva valori mai frecvente ale lui m:

pentru $m = 2$

$$I_A = \frac{1}{24}[i_{A0^\circ} + 2(i_{A15^\circ} + i_{A30^\circ} + i_{A45^\circ} + i_{A60^\circ} + i_{A75^\circ})], \tag{12}$$

pentru $m = 3$

$$I_A = \frac{1}{24}[i_{A0^\circ} + 2(i_{A15^\circ} + i_{A30^\circ} + i_{A45^\circ}) + i_{A60^\circ}], \tag{13}$$

pentru $m = 6$

$$I_A = \frac{1}{24}[i_{A0^\circ} + 2i_{A15^\circ} + i_{A30^\circ}]. \tag{14}$$

Valorile lui I_{A_1} și I_{A_2} se pot calcula și direct, stabilind relațiile de corespondență dintre i_{A_1}, i_{A_2} și i_d și efectuînd analiza grafică arătată mai înainte.

Din egalitatea căderilor de tensiune de la bornele celor două ansambluri $T_1 + R_1$ și $T_2 + R_2$ rezultă:

$$U_{01} + R_1 i_{A_1} = U_{02} + R_2 i_{A_2}. \tag{15}$$

Ținînd seamă de relația (10) pentru valorile instantanee ale curenților anodici rezultă expresiile:

$$i_{A_1} = \frac{R_2 i_d + \Delta U_0}{R_1 + R_2}, \tag{16}$$

$$i_{A_2} = \frac{R_1 i_d - \Delta U_0}{R_1 + R_2}, \tag{17}$$

în care s-a notat:

$$\Delta U_0 = U_{02} - U_{01}. \tag{18}$$

Pe baza relațiilor (9), (11), respectiv (12), (13), (14), se obține:

$$I_{A_1} = \frac{1}{24} \frac{R_2 i_{dM} \sum_1^n (\cos \omega t)_k + n \Delta U_0}{R_1 + R_2}, \tag{19}$$

$$I_{A_2} = \frac{1}{24} \frac{R_1 i_{dM} \sum_1^n (\cos \omega t)_k - n \Delta U_0}{R_1 + R_2}, \tag{20}$$

în care n reprezintă numărul de ordonate diferite de zero la aplicarea relației (11).

Valorile coeficienților $\sum_1^n (\cos \omega t)_k$ și n depind de numărul de faze și de numărul de intervale în care s-a împărțit perioada. Valorile acestor coeficienți precum și valoarea raportului lor:

$$\psi = \frac{n}{\sum_1^n (\cos \omega t)_k} \tag{21}$$

pentru $2p = 24$ sînt cuprinse în tabela 1.

Tabela 1

m	2	3	6
n	11	8	4
$\sum_{1}^{n} (\cos \omega t)_k$	7,64	6,58	3,80
ψ	1,44	1,22	1,05

Relaţia (8) care exprimă gradul de realizare a obiectivului nr. 1, pe baza relaţiilor (19) şi (20) se poate scrie sub forma:

$$\mu\beta = \frac{R_2 i_{dM} \sum_{1}^{n} (\cos \omega t)_k + n \Delta U_0}{R_1 i_{dM} \sum_{1}^{n} (\cos \omega t)_k - n \Delta U_0}. \quad (22)$$

Ţinînd seamă de relaţia (21), relaţia (22) se poate aduce la forma:

$$\beta\mu R_1 - R_2 = \psi \frac{U_0(1+\beta\mu)}{i_{dM}}. \quad (23)$$

Măsura în care obiectivul nr. 3 se realizează se poate caracteriza printr-un coeficient ξ, a cărui valoare pe baza relaţiilor (16), (17) este:

$$\xi = \frac{i_{A_{1M}}}{i_{A_{2M}}} = \frac{R_2 i_{dM} + \Delta U_0}{R_1 i_{dM} - \Delta U_0}, \quad (24)$$

în care $i_{A_{1M}}$ şi $i_{A_{2M}}$ sînt valorile de vîrf ale celor doi curenţi anodici.

Relaţia (24) se poate aduce la forma:

$$\xi R_1 - R_2 = \frac{\Delta U_0 (1 + \xi)}{i_{dM}}. \quad (25)$$

Din rezolvarea sistemului de ecuaţii (23), (25) rezultă:

$$R_1 = \frac{\Delta U_0}{i_{dM}} \frac{\psi(1 + \beta\mu) - (1 + \xi)}{\beta\mu - \xi}, \quad (26)$$

$$R_2 = \frac{\Delta U_0}{i_{dM}} \frac{\xi\psi (1+\beta\mu) - \beta\mu (1+\xi)}{\beta\mu - \xi}. \quad (27)$$

În legătură cu soluţia analitică pentru calculul lui R_1 şi R_2, trebuie remarcat faptul că din cauza discontinuităţii caracteristicilor ansamblurilor $T_1 + R_1$, $T_2 + R_2$ şi $(T_1 + R_1) \| (T_2 + R_2)$ în partea lor inferioară relaţiile (26) şi (27) sînt riguroase numai pentru valorile lui i_d cuprinse între:

$$\frac{\Delta U_0}{R_1} < i_d < i_{dM}. \quad (28)$$

Cu toate acestea, aplicarea acestor relaţii nu va da erori apreciabile, ţinînd seamă de faptul că la efectuarea analizei grafice pentru aflarea componentei medii, în zona:

$$0 < i_d < \frac{\Delta U_0}{R_1} \quad (29)$$

cade un număr redus de ordonate care au amplitudinile cele mai mici dintre toate ordonatele considerate.

Pentru valori mai mari ale lui m este posibil ca în analiza grafică să nu intervină nici o ordonată din această zonă. În acest caz, prin aplicarea relaţiilor (25) şi (26) nu rezultă erori.

Puterea disipată de rezistenţele serie, pe o fază a redresorului, este:

$$P_R = P_{R_1} + P_{R_2}, \quad (30)$$

$$P_{R_1} = R_1 I^2_{A_{1ef}}, \quad (31)$$

$$P_{R_2} = R_a I^2_{A_{2ef}}, \quad (32)$$

în care $I_{A_{1ef}}$ şi $I_{A_{2ef}}$ sînt valorile eficace ale curenţilor anodici prin cele două tuburi.

La calculul valorilor eficace ale curenţilor anodici dacă se porneşte de la relaţia de calcul generală a valorii eficace a unei mărimi periodice:

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 \, d(\omega t)}, \quad (33)$$

se observă că expresia de sub radical reprezintă, de fapt, tot o valoare medie a unei funcţiuni $\varphi = i_A^2$ pentru al cărei calcul se poate folosi metoda trapezului. Pentru valoarea eficace a curentului rezultă în acest mod:

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{2p}(Y_1^2 + Y_2^2 + \ldots + Y_k^2 + \ldots + Y_{2p}^2)}. \quad (34)$$

Dacă se împarte perioada pulsurilor de curent în $2p = 24$ părţi, rezultă pentru valoarea eficace a curentului pentru cîteva valori mai frecvente ale numărului de faze m:

pentru $m = 2$

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{24}[i^2_{A0^0} + 2(i^2_{A15^0} + i^2_{A30^0} + i^2_{A45^0} + i^2_{A60^0} + i^2_{A75^0})]}, \quad (35)$$

pentru $m = 3$

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{24}[i^2_{A0^0} + (i^2_{A15^0} + i^2_{A30^0} + i^2_{A45^0}) + i^2_{A60^0}]}, \quad (36)$$

pentru $m = 6$

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{24}[i^2_{A0^0} + 2\, i^2_{A15^0} + i^2_{A30^0}]}. \quad (37)$$

În ceea ce priveşte determinarea puterilor disipate pe cele două rezistenţe serie, exigenţele pot fi mai reduse decît în cazul determinării

puterilor disipate de cele două tuburi, întrucît rezistențele pot fi supradimensionate pentru a ține seamă de un calcul mai puțin riguros.

Astfel, se poate admite cu o aproximație destul de bună că valorile eficace ale celor doi curenți anodici sînt egale cu jumătatea valorii eficace a curentului pe fază a secundarului transformatorului:

$$I_{Aef1} = I_{Aef2} = \frac{I_2}{2}. \tag{38}$$

Valoarea eficace a curentului secundar este:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_s}\cos\omega t\right)^2 \mathrm{d}(\omega t)}. \tag{39}$$

Efectuînd integrala se găsește:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_s}\sqrt{\frac{1}{m} + \frac{\sin\frac{2\pi}{m}}{2\pi}} = K\frac{U_2}{R_s}, \tag{40}$$

în care s-a notat:

$$K = \sqrt{\frac{1}{m} + \frac{\sin\frac{2\pi}{m}}{2\pi}}. \tag{41}$$

Valorile coeficientului K pentru cîteva valori mai uzuale ale lui m sînt cuprinse în tabela 2.

Tabela 2

m	2	3	6
K	0,707	0,686	0,553

În relațiile (26) și (27) i_{dM} și ψ caracterizează redresorul considerat, iar ΔU_0 și β tuburile redresoare pe care le avem la dispoziție. În consecință la dimensionarea lui R_1 și R_2 nu se poate acționa decît asupra coeficienților μ și ξ care exprimă gradul de realizare a obiectivelor nr. 1 și nr. 3.

La un număr redus de faze, intervalul de conducție a unui anod este mare, solicitarea tuburilor este mai importantă în ceea ce privește puterea disipată de tub. Pentru coeficientul μ este indicat a se alege valoarea $\mu = 1$, iar ξ rămîne ca parametru; valoarea lui se va alege ținînd seamă de obiectivul nr. 2.

La un număr mai mare de faze, solicitarea tuburilor este mai importantă în ceea ce privește valoarea de vîrf a curentului anodic. Pentru coeficientul ξ este indicat a se alege valoarea $\xi = 1$, iar valoarea lui μ se va alege ținînd seamă de obiectivul nr. 2.

2.2. *Redresor de sarcină inductivă (R-L în serie) și transformator ideal*

În figura 8 s-a reprezentat schema simplificată a unui redresor polifazat cu secundarul în stea, cu sarcină inductivă, care folosește două gazotroane în paralel pe fiecare fază.

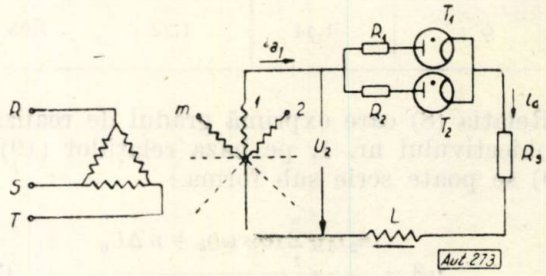


Fig. 8. Redresor polifazat cu sarcină inductivă ($R + L$ în serie). Schemă simplificată.

Datorită prezenței inductanței de filtraj L în circuitul de sarcină, curentul redresat va prezenta pulsații mult mai mici decît în cazul precedent. Pe măsura creșterii valorii lui L, curentul redresat se apropie din ce în ce mai mult de un curent de valoare constantă în timp. Această situație apare chiar pentru valori destul de moderate ale lui L.

Pe lîngă ipotezele admise la punctul precedent se consideră $L = \infty$, ceea ce corespunde unui curent redresat perfect continuu. Pulsurile de curent în fiecare grup redresor se vor prezenta sub forma unor impulsuri dreptunghiulare (fig. 9).

În momentul preluării curentului de sarcină de către grupul redresor considerat, punctele de funcționare ale celor două tuburi ajung instantaneu în punctele S, respectiv Q (fig. 5) și rămîn aici pînă în momentul comutării curentului redresat la următorul grup redresor.

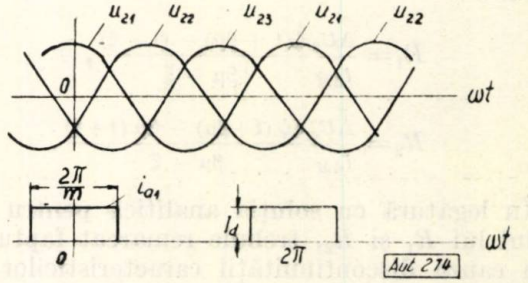


Fig. 9. Formele de undă ale tensiunilor secundare ale transformatorului de alimentare și ale curentului anodic pe o fază, pentru redresorul din fig. 9, pentru cazul $L = \infty$.

Între componentele medii ale curenților anodici este relația:

$$I_{A_1} + I_{A_2} = \frac{I_d}{m}. \tag{42}$$

Din relaţiile (8) şi (42) rezultă :

$$I_{A_1} = \frac{I_d}{m\left(1+\frac{1}{\mu\beta}\right)}, \tag{43}$$

$$I_{A_2} = \frac{I_d}{m(1+\mu\beta)}. \tag{44}$$

Între componentele medii şi de vîrf ale curenţilor anodici sînt relaţiile :

$$I_{A_1} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{m}} i_{A_1}\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{i_{A_{1M}}}{m}, \tag{45}$$

$$I_{A_2} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{m}} i_{A_2}\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{i_{A_{2M}}}{m}. \tag{46}$$

Relaţiile (45) şi (46) pe baza relaţiilor (43) şi (44) devin :

$$i_{A_{1M}} = \frac{I_d}{1+\frac{1}{\mu\beta}}, \tag{47}$$

$$i_{A_{2M}} = \frac{I_d}{1+\mu\beta}. \tag{48}$$

Din relaţiile (45) şi (46) rezultă :

$$\frac{I_{A_1}}{I_{A_2}} = \frac{i_{A_{1M}}}{i_{A_{2M}}}. \tag{49}$$

Relaţia (8) pe baza relaţiilor (24) şi (49) devine :

$$\mu\beta = \xi. \tag{50}$$

Valorile eficace ale curenţilor anodici sînt :

$$I_{A_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{m}} i_{A_1}^2\,\mathrm{d}(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{m}}\, i_{A_{1M}}, \tag{51}$$

$$I_{A_{2ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{m}} i_{A_1}^2\,\mathrm{d}(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{m}}\, i_{A_{2M}}. \tag{52}$$

Puterile disipate pe cele două rezistenţe au valorile :

$$P_{R_1} = R_1 I_{A_{1ef}}^2 = \frac{R_1 i_{A_{1M}}^2}{m}, \tag{53}$$

$$P_{R_2} = R_2 I_{A_{2ef}}^2 = \frac{R_2 i_{A_{2M}}^2}{m} \tag{54}$$

sau ţinînd seamă de relaţiile (45) şi (46) :

$$P_{R_1} = m R_1 I_{A_1}^2, \tag{55}$$

$$P_{R_2} = m R_2 I_{A_2}^2. \tag{56}$$

Din relaţia (50) se observă că, la acest gen de funcţionare a redresorului, realizarea desăvîrşită a obiectivelor nr. 1 şi nr. 3 ($\mu = 1$, respectiv $\xi = 1$) nu este posibilă în mod simultan decît în cazul $\beta = 1$, care corespunde cazului a două tuburi cu caracteristici identice.

Ţinînd seamă de faptul că, în general, valoarea lui β este mică şi că doar la un număr redus de faze ($m \leqslant 3$) se poate conta pe o solicitare a tuburilor în ceea ce priveşte puterea disipată, apropiată de valoarea limită a tubului, pentru ξ se poate lua pentru toate cazurile valoarea $\xi = 1$.

Întrucît în relaţia (50) care leagă între ele gradele de realizare a obiectivelor nr. 1 şi nr. 3 nu intervin valorile rezistenţelor R_1 şi R_2 care în schimb intervin în relaţiile (55) şi (56) legate de obiectivul nr. 2, rezultă că realizarea obiectivului nr. 2 se poate face, în acest caz, independent de realizarea celorlalte două obiective.

Valoarea rezistenţelor este (fig. 5) :

$$R_1 = \frac{U' - U_{01}}{i_{A_{1M}}}, \tag{57}$$

$$R_2 = \frac{U' - U_{02}}{i_{A_{2M}}}. \tag{58}$$

Pentru $U' = U_{02}$ se observă că $R_2 = 0$, iar R_1 are valoarea sa minimă :

$$R_1 = \frac{\Delta U_0}{i_{A_{1M}}}. \tag{59}$$

Deşi acestei situaţii i-ar corespunde valoarea minimă a puterii consumate datorită rezistenţelor R_1 şi R_2, totuşi nu se recomandă acest mod de lucru întrucît, pe măsura îmbătrînirii tuburilor sau sub influenţa variaţiilor de temperatură, pot interveni modificări ale caracteristicilor tuburilor avînd drept consecinţă neaprinderea celui de-al doilea tub. Pentru evitarea acestui inconvenient valoarea lui U' trebuie aleasă ceva mai mare decît valoarea lui U_{20} (cu circa 1 — 2 V).

2.3. *Redresor cu sarcină inductivă (R-L în serie) şi transformator cu reactanţă de scăpări de valoare finită*

Pînă acum s-a considerat că impedanţa de scurtcircuit a transformatorului este nulă, ceea ce a condus la comutarea instantanee a curentului de la grupul redresor de pe o fază la grupul redresor de pe cealaltă fază a secundarului transformatorului. În realitate, datorită valorii finite a reactanţei de scăpări a transformtorului, curentul redresat pe o fază se stabileşte, respectiv încetează cu o viteză finită.

Dacă se menţin ipotezele simplificatoare 1, 2, 3, 4, şi se ţine seamă de reactanţa de scăpări a transformatorului, pentru $m = 3$, curenţii anodici i_{a_1}, i_{a_2}, i_{a_3}, pe fazele transformatorului pentru $L = \infty$, au formele arătate în figura 10.

Plusurile de curent sînt prelungite cu un unghi γ, interval în care apare conducția simultană a elementelor redresoare de pe două faze succesive ale transformatorului.

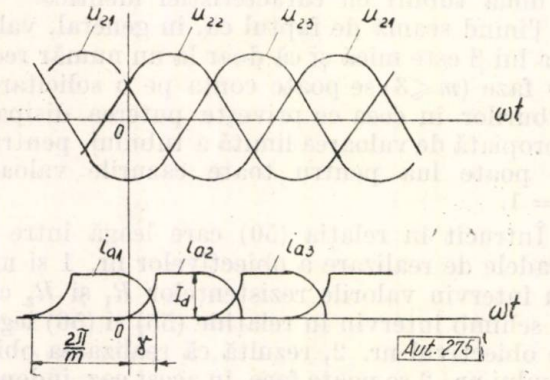


Fig. 10. Formele de undă ale tensiunilor secundare ale transformatorului de alimentare și ale curenților anodici pentru redresorul din fig. 9, pentru cazul $L = \infty$ și $X_2 \neq 0$.

Alegînd originea de timp ca în figura 10, rezultă pentru unghiul de comutație γ expresia:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{X_2 I_d}{\sqrt{2}\, U_2 \sin \frac{\pi}{m}}, \tag{60}$$

în care X_2 este reactanța de scăpări echivalentă a transformatorului raportată la secundar, la frecvența rețelei [1].

În intervalul γ curentul prin elementele redresoare, care încetează să conducă, variază după legea:

$$i_{a_1} = I_d \left[1 - \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma} \right], \tag{61}$$

iar curentul prin grupul de elemente redresoare care începe să conducă este dat de relația:

$$i_{a_2} = I_d \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \gamma}. \tag{62}$$

În intervalul de comutație între curenții celor două faze succesive există relația:

$$i_{a_1} + i_{a_2} = I_d. \tag{63}$$

Între valorile instantanee ale celor doi curenți anodici și curentul redresat, începînd cu momentul aprinderii celui de-al doilea tub, există relațiile (16) și (17).

Valorile medii ale curenților anodici sînt:

$$I_{A_1} = \frac{1}{R_1 + R_2} \left[\frac{R_2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m} + \gamma} i_a \, \mathrm{d}(\omega t) + \frac{\Delta U_0}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m} + \gamma} \mathrm{d}(\omega t) \right], \tag{64}$$

$$I_{A_2} = \frac{1}{R_1 + R_2} \left[\frac{R_1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m} + \gamma} i_a \, \mathrm{d}(\omega t) - \frac{\Delta U_0}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m} + \gamma} \mathrm{d}(\omega t) \right], \tag{65}$$

în care i_a este valoarea instantanee a curentului redresat pe faza considerată.

După efectuarea calculelor se găsește:

$$I_{A_1} = \frac{1}{R_1 + R_2} \left[\frac{R_2 I_d}{m} + \Delta U_0 \left(\frac{1}{m} + \frac{\gamma}{2\pi} \right) \right], \tag{66}$$

$$I_{A_2} = \frac{1}{R_1 + R_2} \left[\frac{R_1 I_d}{m} - \Delta U_0 \left(\frac{1}{m} + \frac{\gamma}{2\pi} \right) \right]. \tag{67}$$

Condiția realizării obiectivului nr. 1 exprimată de relația (8), ținînd seamă și de relațiile (66) și (67), devine:

$$\mu\beta = \frac{\frac{R_2 I_d}{m} + \Delta U_0 \left(\frac{1}{m} + \frac{\gamma}{2\pi} \right)}{\frac{R_1 I_d}{m} - \Delta U_0 \left(\frac{1}{m} + \frac{\gamma}{2\pi} \right)}, \tag{68}$$

care se mai poate scrie sub forma:

$$\mu\beta R_1 - R_2 = \frac{\Delta U_0}{I_d} \left(1 + \frac{m\gamma}{2\pi} \right) (1 + \mu\beta). \tag{69}$$

Condiția realizării obiectivului nr. 3 exprimată de relația (24), ținînd seamă că $i_{dM} = I_d$, devine:

$$\xi = \frac{R_2 I_d + \Delta U_0}{R_1 I_d - \Delta U_0}, \tag{70}$$

care se mai poate scrie sub forma:

$$\xi R_1 - R_2 = \frac{\Delta U_0}{I_d} (1 + \xi). \tag{71}$$

Din rezolvarea sistemului de ecuații (69) și (71) se deduce:

$$R_1 = \frac{\Delta U_0}{I_d} \frac{\left(1 + \frac{m\gamma}{2\pi} \right) (1 + \mu\beta) - (1 + \xi)}{\mu\beta - \xi}, \tag{72}$$

$$R_2 = \frac{\Delta U_0}{I_d} \frac{\xi \left(1 + \frac{m\gamma}{2\pi} \right) (1 + \mu\beta) - \mu\beta (1 + \xi)}{\mu\beta - \xi}. \tag{73}$$

Datorită fenomenului de comutație, valoarea eficace a curentului secundar al transformatorului față de valoarea care rezultă în lipsa de comutație este micșorată cu factorul $\sqrt{1 - m\psi(\gamma)}$, în care $\psi(\gamma)$ este o funcție a cărei valoare crește o dată cu γ [1].

De obicei valoarea unghiului γ este mică și factorul $\sqrt{1 - m\psi(\gamma)}$ diferă puțin de unitate.

Calculul puterii disipate de rezistențele R_1 și R_2 folosind relațiile (55), (56) care corespund cazului redresorului cu transformator ideal este deci acoperitor, iar erorile comise prin această aproximare sînt neglijabile.

În relaţiile (72) şi (73) I_d, m şi γ caracterizează redresorul dat, iar ΔU_0 şi β, tuburile redresoare care sînt la dispoziţie. În consecinţă, la dimensionarea lui R_1 şi R_2 se poate acţiona numai asupra coeficienţilor μ şi ξ, care exprimă gradul de realizare a obiectivelor nr. 1 şi nr. 3.

Din considerentele expuse la punctul 2. 1, la un număr mic de faze trebuie luat $\mu = 1$, iar la un număr mai mare de faze $\xi = 1$, urmînd ca de fiecare dată valoarea celui de-al doilea coeficient să se aleagă ţinînd seamă de obiectivul nr. 2.

În legătură cu relaţiile (72) şi (73) se observă că prin particularizarea lor pentru cazul redresorului cu sarcină inductivă cu transformator ideal se ajunge din nou la concluziile stabilite anterior, cu privire la determinarea neunivocă a valorilor rezistenţelor R_1 şi R_2, numai pe baza realizării obiectivelor nr. 1 şi nr. 3. Într-adevăr, punînd $\gamma = 0$ şi ţinînd seamă de relaţia (50), relaţiile (72) şi (73) conduc la nedeterminări de forma $\frac{0}{0}$.

*

Pe această cale aduc mulţumiri tov. ing. Negreanu Dan, de la Institutul de proiectări automatizări — Bucureşti, pentru observaţiile şi sugestiile deosebit de preţioase pe care le-a făcut cu ocazia citirii manuscrisului acestei lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *Manualul inginerului electrician*, vol. 3. Bucureşti, Editura tehnică, 1956.

[2] Antoniu, I. S. *Chestiuni speciale de electrotehnică*. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1956.

Ing. P. NAGY şi ing. T. BERECZKY

Construirea unui microfrigider cu semiconductoare produse în R. P. R.

Consideraţii teoretice. Dimensionarea termoelementelor

La sfîrşitul anului 1962, Centrul de cercetări metalurgice al Academiei R.P.R. a realizat primele termoelemente cu semiconductoare pe bază de aliaje Bi, Te, Se şi Sb, utilizînd materii prime indigene [1].

Experimentarea aplicării semiconductoarelor pentru construirea prototipurilor de microfrigidere a revenit uzinelor „Tehnofrig" din Cluj.

Eficacitatea semiconductoarelor se apreciază prin valoarea coeficientului z, egal cu :

$$z = \frac{\alpha^2 \sigma}{x} \text{ grad}^{-1}, \qquad (1)$$

unde :

α este forţa termoelectromotoare, mV/°C;
σ — conductivitatea electrică, $\Omega^{-1} \cdot \text{cm}^{-2}$;
x — conductivitatea termică, W/cm, °C.

Conform datelor din bibliografia recentă [2, 9], valoarea coeficientului z la semiconductoarele fabricate în serie în alte ţări se plafonează la $3-3{,}5 \times 10^{-3}$ grad^{-1}. Semiconductoarele indigene au $z = 2{,}76 \times 10^{-3}$ grad^{-1}, deci calităţi apropiate de aliajele străine. Dimensiunile brute ale barelor după presare au fost de $6 \times 7 \times 20$ mm.

Prima problemă care trebuie rezolvată pentru realizarea unui microfrigider a fost alegerea dimensiunilor optime ale barelor din care se formează elementul de răcire. Căldura absorbită pe capetele reci ale unei perechi de semiconductoare este egală cu absorbţia de căldură pe baza efectului Peltier, din care se scade jumătate din căldura produsă prin efectul Joule şi căldura transmisă de la capetele calde, ca urmare a conductibilităţii termice a materialului semiconductor. Expresia matematică a capacităţii de răcire este :

$$Q_0 = \alpha T_k I - \frac{1}{2} RI^2 - K (T_w - T_k), \qquad (2)$$

unde :

T_k este temperatura capetelor reci, °K;
T_w — temperatura capetelor calde, °K;
R — rezistenţa ohmică a circuitului;
K — conductibilitatea termică a semiconductoarelor, W/g;
I — curentul de alimentare, A.

Curentul de alimentare depinde de contratensiunea produsă de termoelementi şi de rezistenţa ohmică a acestora, după relaţia :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{\alpha (T_w - T_k)}{R}. \qquad (3)$$

Considerînd $\sigma_p = \sigma_n$ şi $x_p = x_n$, şi ştiind că

$$R = \frac{L}{F\sigma}; \quad K = x\frac{F}{L},$$

unde :

L este lungimea elementului;
F — secţiunea lui,

pe baza relaţiilor (2) şi (3), se obţine :

$$Q_0 = \left[\alpha^2 T_k \sigma - \frac{1}{2}\alpha^2 (T_w - T_k)\sigma - x\right](T_w - T_k)\frac{F}{L}. \tag{4}$$

După cum reiese din expresia (4), puterea frigorifică a unei perechi de semiconductoare este direct proporţională cu raportul dintre secţiunea şi lungimea elementţilor şi nu depinde de masa lor. Este deci raţional ca, avînd secţiunea fixată, să se utilizeze termoelementi cît mai scurţi, obţinînd astfel un număr mai mare de contacte reci cu acelaşi volum de material semiconductor şi, totodată, o putere frigorifică unitară mai mare.

Parametrii de funcţionare a termorezistenţelor de răcire se determină în general pentru cîteva puncte caracteristice de pe curba de utilizare. Aceste puncte sînt cele corespunzătoare coeficientului de răcire sau randamentului maxim, puterii frigorifice maxime şi diferenţei maxime de temperatură dintre cele două capete în cazul lipsei sarcinii de răcire ($Q_0 = 0$). Relaţiile matematice pentru determinarea acestor mărimi caracteristice sînt următoarele :

capacitatea maximă de răcire :

$$Q_{max} = \left(\frac{1}{2}\alpha^2 T_k^2 \sigma - x\,\Delta T\right)\frac{F}{L}; \tag{5}$$

coeficientul de răcire maxim :

$$\varepsilon_{max} = \frac{T_w}{T_w - T_k} \cdot \frac{M - \frac{T_w}{T_k}}{M+1}; \tag{6}$$

diferenţa de temperatură maximă :

$$\Delta T_{max} = \frac{1}{2}\frac{\alpha^2 T_k^2}{R \cdot K}, \tag{7}$$

unde :

$$M = \sqrt{1 + \frac{1}{2} z (T_w + T_k)}. \tag{8}$$

În figura 1 se reprezintă variaţia cantităţilor de căldură dezvoltată prin efect Peltier şi Joule, variaţia capacităţii de răcire, a puterii de răcire şi a coeficientului de răcire. Se vede că mărirea curentului de alimentare pînă la o anumită limită duce la creşterea capacităţii de răcire şi a randamentului. Curba coeficientului de răcire atinge valoarea maximă la un amperaj mai scăzut decît curba capacităţii de răcire. În practică, exploatarea bateriilor de răcire se face între cele două maxime, deoarece, lucrînd la regimul coeficientului de răcire maxim, nu se utilizează complet capacitatea de răcire (preţ de cost mai ridicat), iar la regimul puterii calorifice maxime exploatarea este mai puţin economică.

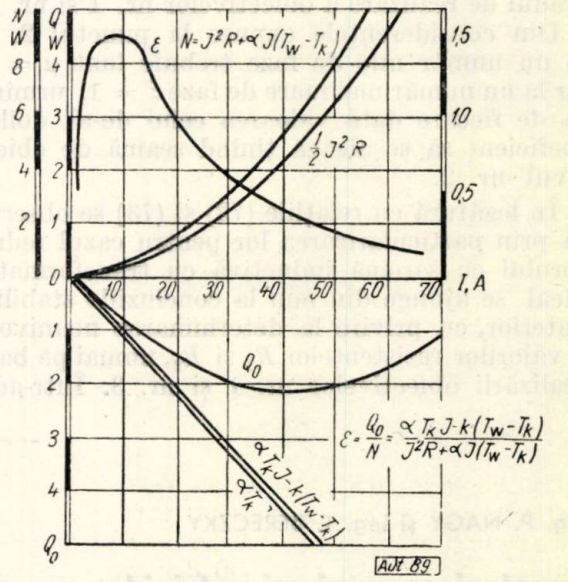


Fig. 1. Variaţia parametrilor de exploatare a unei termobaterii de răcire în funcţie de intensitatea curentului de alimentare.

În figura 2 se arată variaţia randamentului unui termoelement în funcţie de raportul dintre curentul de alimentare şi curentul puterii

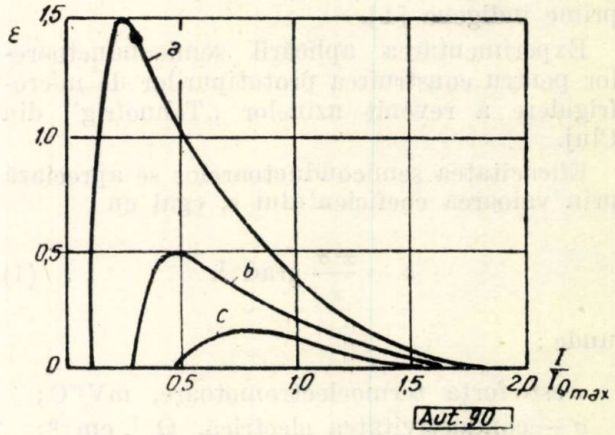


Fig. 2. Variaţia randamentului unui termoelement în funcţie de raportul curenţilor I/I_{Qmax} pentru diferite valori ale raportului diferenţelor de temperatură $\Delta T/\Delta T_{max}$:
$a - \Delta T/\Delta T_{max} = 0{,}25$; $b - \Delta T/\Delta T_{max} = 0{,}5$; $c - \Delta T/\Delta T_{max} = 0{,}3$.

frigorifice maxime (I/I_{Qmax}) şi în funcţie de raportul diferenţei de temperatură curentă la cea maximă $\left(\frac{T}{T_{max}}\right)$, la o eficacitate $z = 3{,}10^{-3}$ grad^{-1}.

După cum reiese din diagramă, randamentul este cu atît mai ridicat, cu cît termoelementul este exploatat la o diferenţă mai scăzută de temperatură şi cu o densitate mai redusă de curent, adică în condiţii mai uşoare de exploatare.

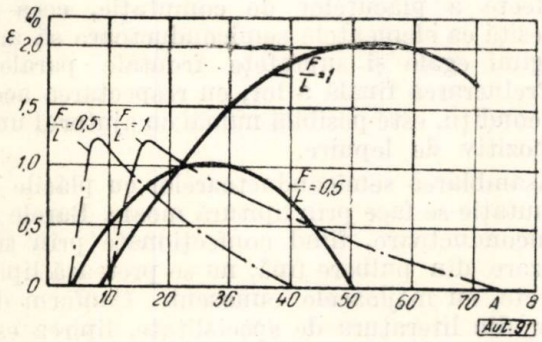


Fig. 3. Variaţia randamentului şi a capacităţii de răcire în funcţie de intensitatea curentului la diferite valori ale raportului F/L.

Interdependenţa dintre puterea calorifică, randamentul şi forma geometrică (F/L) a semiconductoarelor este reprezentată pe diagrama din figura 3. Conform diagramei, o dată cu creşterea raportului F/L, zona de utilizare raţională a semiconductoarelor se deplasează spre curenţi de intensitate mai ridicată prin scăderea foarte neînsemnată a randamentului. Totodată se lărgeşte intervalul dintre regimurile randamentului şi ale puterii frigorifice maxime.

În afara pierderilor de care se ţine seamă în formulele de calcul arătate are loc şi o pierdere de căldură prin izolaţia peretelui, deoarece o oarecare cantitate de căldură trece în jurul semiconductorului de la capătul cald spre cel rece. O parte din aceste pierderi depinde de dimensiunile barelor semiconductoare, în special de raportul dintre diametru şi lungime. Cu cît diametrul este mai mic, cu atît vor fi mai mari, la aceeaşi lungime, pierderile de căldură. Figura 4 ilustrează variaţia procentuală a pierderilor de căldură prin pereţi, în funcţie de dimensiunile elementţilor.

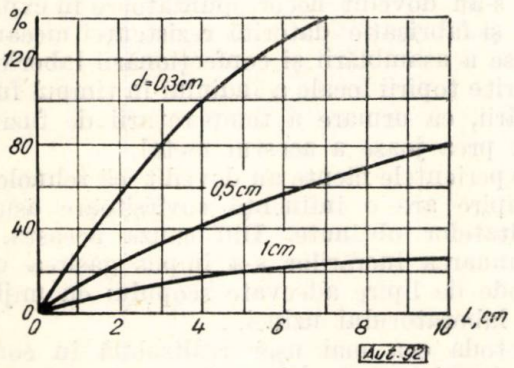


Fig. 4. Scăderea procentuală a puterii de răcire prin reîntoarcerea căldurii în jurul elementului.

Din cele arătate reiese că este raţională reducerea lungimii barelor semiconductoarelor, fără ca în formulele de calcul să se pună vreo limită acestei reduceri. Se naşte întrebarea, dacă în realitate mărirea raportului F/L nu este limitată de anumiţi factori.

În formulele de calcul teoretic, căldura degajată în urma efectului Joule este determinată numai de rezistenţa ohmică internă a semiconductoarelor. În realitate, această căldură este condiţionată şi de rezistenţa totală a circuitului în care rezistenţa lipiturilor poate avea efectul predominant.

Dacă se face raportul diferenţelor maxime de temperatură realizabile în mod teoretic şi practic, se obţine :

$$\delta = \frac{\Delta T'_{max}}{\Delta T_{max}} = \frac{\frac{1}{2}\frac{\alpha^2}{(R+4R_c)\cdot K}T_k}{\frac{1}{2}\frac{\alpha^2}{RK}T_k} = \frac{1}{1+4\frac{R_c}{R}}. \quad (9)$$

Variaţia coeficientului δ în funcţie de raportul rezistenţei de contact şi rezistenţei semiconductorului este prezentată în figura 5. Diagrama arată că mărirea, cît de puţin, a rezistenţei contactelor duce la o scădere simţitoare a capacităţii de răcire.

Pentru a reduce pierderile astfel încît diferenţa de temperatură maximă să scadă cel mult cu 10% faţă de valoarea teoretică, trebuie să se realizeze o rezistenţă de contact cît mai mică. Din relaţia (9) rezultă :

$$\frac{\Delta T'_{max}}{\Delta T_{max}} = 0{,}9 = \frac{1}{1+4\frac{R_c}{R}},$$

de unde :

$$R_c = 0{,}0277\ R < 0{,}03\ R. \quad (10)$$

Rezistenţa de contact depinde de gradul de perfecţionare a tehnologiei de lipire. Cu o metodă dată de asamblare se poate obţine o valoare oarecare fixă pentru secţiunea dată a semiconductorului. În cazul acesta lungimea minimă admisă a barelor semiconductoare se poate determina din condiţia (10)

adică : $R = \frac{L}{2F(\sigma_p+\sigma_n)} \geqslant \frac{R_c}{0{,}03}$,

de unde :

$$L \geqslant \frac{2F\ R_c\ (\sigma_p+\sigma_n)}{0{,}03}. \quad (11)$$

Pe de altă parte, din expresia (3) reiese că reducerea rezistenţei, adică a lungimii barelor semiconductoare, duce la creşterea intensităţii curentului de alimentare, ceea ce se vede şi pe diagrama din figura 3. Creşterea curentului impune o limită prescurtării elementţilor, din două puncte de vedere.

În primul rînd, preţul de cost şi volumul unei instalaţii de redresare şi filtrare a curentului pentru o putere oarecare dată sînt cu atît mai mari, iar randamentul este cu atît mai scăzut cu cît intensitatea este mai mare. În al doilea

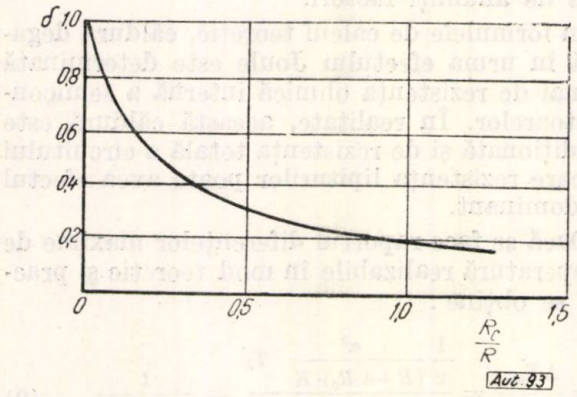


Fig. 5. Variaţia raportului diferenţei maxime reale şi teoretice de temperatură în funcţie de rezistenţa lipiturilor.

rînd, aliajele semiconductoare permit o intensitate specifică maximă pînă la circa 70 A/cm².

Sub aspectul consideraţiilor amintite s-a ajuns la concluzia că barele semiconductoare primite sînt prea lungi pentru a fi montate direct în agregate de răcire. Ele au fost debitate la o lungime de 5,2 mm. În cazul acesta curentul maxim corespunzător diferenţei maxime de temperatură cu care se poate încărca o pereche de semiconductoare este (pentru $T_k = 263°K$) :

$$I_{max} = \frac{(\alpha_p - \alpha_n)}{R} \cdot T_k = \frac{2{,}0 + 1{,}94}{2{,}06} \cdot$$

$$\cdot \frac{10^{-4}}{10^{-3}} 263 = 50 \text{ A},$$

unde rezistenţa unei perechi de elemenţi este egală :

$$R = \left(\frac{1}{F_p \cdot \sigma_p} + \frac{1}{F_n \cdot \sigma_n}\right) L = \left(\frac{1}{1170} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{917}\right) \frac{0{,}52}{0{,}49} - 10^{-3} = 2{,}06 \cdot 10^{-3} \ \Omega.$$

Asamblarea termoelementelor

Asamblarea termoelementelor este posibilă pe baza a trei scheme cunoscute : asamblarea radială, individuală şi în blocuri. La primele încercări de construire a unui prototip de microrăcitor au fost încercate primele două soluţii. Rezultatele acestor încercări însă au dovedit superioritatea sistemului de asamblare în blocuri plane, deoarece celelalte două sisteme încarcă lipiturile cu rezistenţe mecanice foarte ridicate. Microrăcitoarele asamblate cu aşezarea radială a elemenţilor s-au desfăcut încă din timpul manipulărilor. În continuarea experienţelor s-a ales formularea constructivă în blocuri plane.

Pentru transmiterea totală fără pierderi a cantităţilor de căldură pe capetele reci şi calde trebuie realizat un contact termic intim între blocul de răcire şi aripioarele de răcire, respectiv balastul termic de pe capetele reci. Acest lucru este posibil numai în cazul planeităţii perfecte a plăcuţelor de comutaţie, ceea ce necesită ca elementele semiconductoare să aibă lungimi egale şi suprafeţe frontale paralele.

Prelucrarea finală a lor, cu respectarea acestor condiţii, este posibilă numai cu ajutorul unui dispozitiv de lepuire.

Asamblarea semiconductoarelor cu plăcile de comutaţie se face prin lipitură moale. Barele de semiconductoare, fiind confecţionate prin sinterizare din pulbere fină, nu se pretează lipirii directe, cu mijloacele cunoscute. Conform datelor din literatura de specialitate, lipirea este posibilă numai prin aplicarea unui strat metalic pe suprafeţele frontale ale semiconductoarelor. Acest strat trebuie să aibă o aderenţă bună pentru asigurarea rezistenţei mecanice şi să realizeze un contact intim cu materialul aliajului semiconductor pentru a avea rezistenţa electrică de trecere minimă, fără să strice însă calităţile materialului semiconductor prin difuzie prea accentuată.

Realizarea unui strat care asigură însuşirile necesare este posibilă prin următoarele procedee :

— lipirea prin aplicarea unui strat dintr-un aliaj Bi-Sn şi lipirea plăcilor de comutaţie cu indiu ;
— lipirea cu ultrasunete ;
— vaporizarea de metal în vid înaintat ;
— procedeul chimic pur (de exemplu, procedeul carbonyl) ;
— acoperirea galvanică ;
— suprapunerea stratului la sinterizare.

Centrul de cercetări metalurgice a recomandat prima metodă, utilizînd aliajul de Bi-Sn. Procedeul de lipire după această metodă este greoi, nesigur şi realizează o îmbinare cu rezistenţă mecanică foarte redusă, avînd totodată o rezistenţă electrică destul de mare. Primele încercări au fost efectuate cu această metodă de lipire. Au rezultat unele blocuri de răcire care s-au dovedit necorespunzătoare în exploatare şi fabricaţie datorită rezistenţei mecanice reduse a asamblării şi confecţionării laborioase datorite topirii locale a indiului în timpul funcţionării, ca urmare a temperaturii de fuziune mult prea joase a acestui metal.

Experienţele făcute au dovedit că tehnologia de lipire are o influenţă covîrşitoare asupra rezultatelor obţinute. Din cauza aceasta, în continuarea lucrărilor s-a impus găsirea unei metode de lipire adecvate scopului cu mijloacele laboratorului uzinei.

Metoda cea mai uşor realizabilă în condiţiile actuale s-a dovedit a fi metoda de acoperire pe cale galvanică.

La alegerea metalului de acoperire s-a ţinut seamă în primul rînd de rezistenţa minimă ce trebuie realizată şi de uşurinţa cu care se poate lipi. Un alt criteriu foarte important este ca baia de electrolit să nu intre în reacţie chimică cu materialul semiconductorului. Cu toate că metalul cel mai adecvat din primul punct de vedere ar fi fost cuprul, totuşi satisfacerea tuturor condiţiilor s-a putut realiza numai în cazul nichelării.

Prima etapă a încercărilor de laborator în vederea obţinerii unui strat intermediar pe capetele semiconductoarelor s-a soldat cu stabilirea condiţiilor fundamentale tehnologice, fără de care nu se pot obţine straturi aderente. În cadrul acestor încercări s-au stabilit următoarele :

1. Pregătirea suprafeţelor de acoperit înainte de galvanizare are un rol şi mai important decît la metalele uzuale. Nu se pot acoperi cu succes şi în bune condiţii decît suprafeţe de semiconductor lucioase, obţinute, de preferinţă, prin tăiere sau lustruire cu scule de oţel dur. Lustruirea cu abrazivi pe bază de carborund, în urma pătrunderii particulelor de abraziv în materialul semiconductor, împiedică formarea unui strat aderent la galvanizare.

2. Semiconductoarele de tipul dat sînt foarte sensibile la agenţii de degresare. Nu suportă degresanţi bazici (var, alcalii). În timpul degresării, pe suprafeţele elementilor se formează combinaţii greu solubile, aderente şi rău conducătoare de curent, care împiedică formarea unui strat aderent. Dintre toate metodele de degresare cu solvenţi organici, cea mai adecvată s-a dovedit a fi degresarea cu eter etilic.

3. Acoperirea semiconductoarelor de tipul dat se poate face numai într-o baie acidă. S-a utilizat o baie slab acidă, avînd $p\mathrm{H} = 6 - 6{,}2$ în care reglarea factorului $p\mathrm{H}$ s-a făcut cu acid boric. Băile care conţin acid sulfuric nu dau rezultate, deoarece aliajul semiconductor este atacat chimic de către acest acid. Tensiunea aplicată la bornele electrolizorului a fost 4 V, densitatea curentului 0,5 A/dm^2 şi durata electrolizei circa 10—12 min.

4. Importantă este şi alegerea sistemului pentru fixarea semiconductoarelor în dispozitivul catodic în timpul electrolizei. Primele experienţe au dat rezultate negative datorită formei necorespunzătoare a dispozitivului. Datorită efectului de capilaritate, electrolitul s-a prelins pe marginile elementului, atingînd părţile metalice ale dispozitivului de prindere. Deoarece rezistenţa electrică a semiconductoarelor este mare în raport cu rezistenţa metalului, elementii s-au şuntat şi nu au mai luat parte în electroliză, fiind expuşi doar acţiunii chimice a electrolitului. Semiconductoarele astfel tratate se înnegresc şi prezintă o suprafaţă cu culori de interferenţă.

La o altă variantă a dispozitivului de fixare, sistemul de prindere a fost executat complet din metacrilat de metil, iar conectarea elementilor în circuitul electric s-a făcut prin ştifturile cu reazem elastic, care s-au atins de

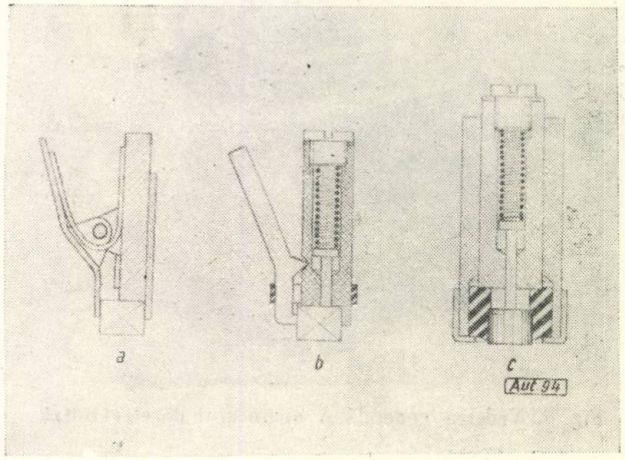


Fig. 6. Construcţia dispozitivului de fixare.

elementi pe partea lor superioară. Figura 6 arată şi construcţia unui dispozitiv pentru bare de formă cilindrică, la care un inel de cauciuc etanşează partea dorsală a semiconductorului şi evită complet posibilitatea umezirii contactului.

5. În timpul electrolizei, în incinta plăcilor de semiconductor, care are rolul de catod, se produce un precipitat alb coloidal, asemănător sărurilor bazice de bismut, care stagnează în spaţiul catodic, îngreuind, pe de o parte, completarea ionilor de Ni^{3+}, prin difuziune în spaţiul catodic, şi influenţînd negativ, pe de altă parte, calităţile electrice şi de aderenţă ale stratului de nichel depus.

Pentru înlăturarea urmărilor negative ale acestui proces secundar s-a recurs la agitarea intensivă şi totuşi fără stropire a electrolitului (pentru a nu produce şuntarea catodului) cu ajutorul unui agitator centrifugal din polimetacrilat de metil, acţionat de un mic motor electric (vederea generală a aparatului de electroliză este prezentată în figura 7).

Verificarea calităţii stratului depus prin nichelare s-a făcut în mod comparativ cu celelalte două metode de lipire încercate. Criteriile de comparare au fost rezistenţa specifică la rupere şi rezistenţa electrică a lipiturilor.

În vederea efectuării măsurărilor comparative au fost confecţionate cîte două eşantioane din fiecare tip de element cu trei metode de lipire : nichelate şi lipite cu cositor, lipite cu aliaj Bi-Sn şi lipite cu indiu pur prin intermediul stratului de aliaj Bi-Sn.

Rezultatele măsurărilor sînt trecute în tabela 1 fiind prezentate valorile medii pentru fiecare fel de lipire.

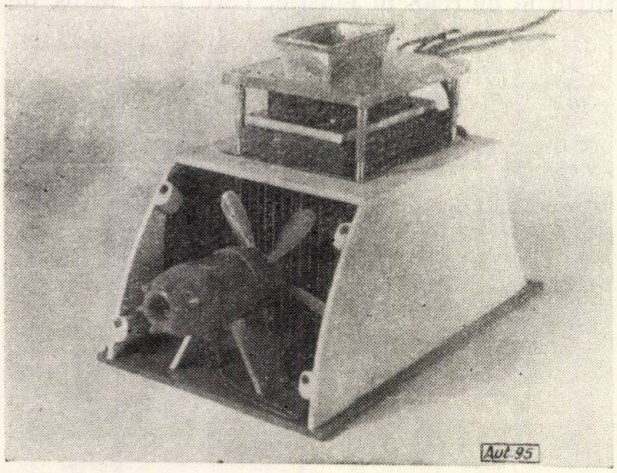


Fig. 7. Vederea generală a aparatului de electroliză

Din analiza rezultatelor reiese că lipirea cu cositor a semiconductoarelor nichelate prezintă o rezistență mecanică mult superioară celei obținute cu celelalte metode de lipire, fiind la limita de rupere a materialului semiconductor, însă rezistența electrică este de circa două ori mai mare.

În urma reușitei, din punctul de vedere al rezistenței mecanice a procesului de nichelare, a fost proiectat și construit un microrăcitor pentru o cantitate de lichid de 5 cm³. Elementele de răcire au fost asamblate în două blocuri plane, unul cu nouă și altul cu patru perechi de elemente. Blocurile au fost asamblate în răcitor în cascadă, folosind ca izolator electric foiță de mica cu grosimea de 20 μ și glicerină. Disiparea căldurii degajate pe capetele calde ale treptei principale a fost asigurată cu aripioare de răcire din cupru, avînd ventilația forțată, cu un mic motor electric. Întregul sistem de blocuri, la fel și camerele de răcire, au fost izolate cu amporă închisă în carcasă de celuloid. Vederea generală a aparatului de electroliză se vede în figura 7.

La măsurările efectuate în timpul funcționării, microrăcitorul a răcit o cantitate de 5 cm³ de apă într-o încăpere cu temperatura ambiantă de 26°C, de la 24 la 10,5°C, în timp de 20 min.

Aceste rezultate pot fi considerate ca foarte slabe în raport cu eficiența teoretică a elementilor. Motivul trebuie căutat în rezistența electrică prea mare a lipiturilor. Într-adevăr, eficiența teoretică de $z = 2{,}76 \times 10^{-3}$, în cazul luării în considerare a rezistenței reale a curentului, scade la $5{,}52 \times 10^{-4}\,\mathrm{grad}^{-1}$, adică de circa cinci ori.

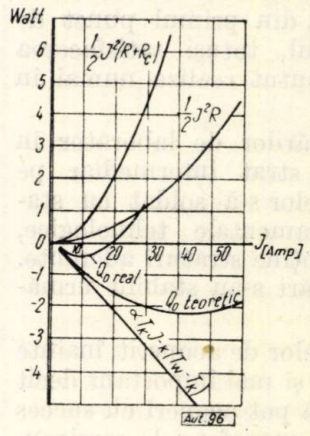


Fig. 8 Variația efectelor Joule, Peltier și a capacității de răcire teoretice și reale a unei perechi de semiconductoare.

Pe diagrama din figura 8 este prezentată variația efectelor Joule și Peltier și a capacității frigorifice a unei perechi de semiconductoare, în cazul teoretic și real. Se vede că puterea frigorifică reală a elementilor este de circa cinci ori mai mică decît cea teoretică, iar curentul de alimentare la puterea frigorifică maximă, de patru ori.

Tabela 1

Felul lipirii	Rezistența electrică			Forța de rupere	Rezistența la rupere
	totală Ω	a elementului Ω	a contactului Ω		
Nichelat și lipit cu cositor	0,0054	0,00142	0,00199	20,42	56,0
Lipit cu aliaj Bi — Sn	0,00338	0,00127	0,00106	6,95	14,0
Acoperit cu Bi — Sn și lipit cu In	0,00323	0,00109	0,001067	3,13	8,35

Concluzii

Reducerea pierderilor cu rezistența dată a lipiturilor este posibilă numai prin păstrarea raportului prescris între rezistența de contact și semiconductor, conform condiției enunțate de relația (11). În cazul acesta reiese că lungimea necesară a barelor de semiconductoare trebuie să fie de 110 cm, iar curentul corespunzător puterii frigorifice maxime scade la 1,39 A, pentru $T_k = 263°\mathrm{K}$. Cu alte cuvinte, un agregat de acest gen nu se poate încărca, deci nu se poate obține în schimb o putere frigorifică corespunzătoare, iar consumul de aliaj semiconductor crește la valori inacceptabile, mărind totodată volumul și reducînd randamentul instalației.

Din analiza lucrărilor efectuate reiese că utilizarea rațională a termoelementelor semiconductoare nu este posibilă pînă la rezolvarea problemei de lipire. Lipitura între plăcile de comutație și semiconductoare trebuie să aibă

o rezistenţă mecanică ridicată şi o rezistenţă electrică mică, fără însă ca lipirea să pătrundă prin difuziune prea adînc în materialul semiconductorului.

Problema lipirii a constituit ani de-a rîndul o piedică în dezvoltarea experienţelor cu termoelemente semiconductoare pe plan mondial. În momentul de faţă tehnologia de asamblare prin lipire este rezolvată în unele ţări producătoare, însă amănuntele tehnologice nu sînt publicate formînd un obiect asupra căruia nu avem date.

Rezistenţa de contact prea ridicată, obţinută la lipiturile experimentate, se poate explica pe baza următoarelor ipoteze :

a. Materialul semiconductor, în contact cu aerul, se oxidează uşor la suprafaţă. Metodele de lipire încercate nu înlătură acest strat, atît nichelul cît şi aliajul Bi-Sn depunîndu-se deasupra. Pelicula de oxizi are efect de izolant şi măreşte rezistenţa de contact.

b. Rezistenţa de contact mai ridicată în cazul nichelării decît în cazul lipirii directe cu aliaj Bi-Sn se poate datora precipitatului alb care se dezvoltă în spaţiul catodic în timpul nichelării şi formează un strat intermediar de săruri bazice, care ridică rezistenţa electrică de trecere dintre stratul depus şi semiconductor. Totodată poate avea o influenţă negativă şi eventualul conţinut de peroxizi în eterul etilic care, în timpul degresării, îngroaşă stratul de oxizi.

Pentru îmbunătăţirea condiţiilor de exploatare a termoelementilor, în continuarea experienţelor se vor căuta metode adecvate, cu ajutorul cărora să se poată înlătura factorii care măresc rezistenţa lipiturilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Protopopescu, M. şi Petrescu, N. In: Studii şi cercetări de metalurgie 7, nr. 1, 1962.

[2] Häulein, W. *Technische Anwendungsmöglichkeiten des Peltiereffekts.* In: Kältetechnik, nr. 3, 1962.

[3] Sagel, K. *Grundlagen und Probleme der termoelektrischen Kälteerzeugung.* In: VDI Zeitschrift, nr. 7, 1962.

[4] Steiger, O. *Das Betriebsverhalten termoelektrischer Kühlelemente.* In: Kältetechnik, nr. 3, 1962.

[5] Joffe, A. F. *Poluprovodnicovie termoelementî.*

[6] Joffe, A. F. *Termoelectricescoe ohlojdenie.* Academia de Ştiinţe U.R.S.S., 1956.

[7] Justi, E. I. *Die physikalischen Grundlagen und Werkstoffkundlichen Fortschritte der Peltier-Kühlung.* In: Kältetechnik, nr. 5, 1960.

[8] Häulein, W. *Die technologischen Probleme bei der Anwendung des Peltiereffekts.* In: Kältetechnik, nr. 5, 1960.

[9] Elfing, T. *Konstruktion und Betrieb eines luftgekühlten thermoelektrischen Kühlschranks.* In: Kältetechnik, nr. 3, 1962.

Ing. C. SÎMBOTIN

Aspecte importante ale sistemelor moderne de telecomandă

Dezvoltarea unor importante domenii industriale, cum sînt acelea de producerea şi transportul energiei electrice, extracţia şi transportul gazelor şi al petrolului, exploatarea căilor ferate, a creat necesitatea aparaturii de telecomandă care să permită conducerea de la distanţă a proceselor tehnologice din domeniile respective.

Telecomanda, făcînd parte integrantă din telemecanică, are rolul de a transmite informaţii necesare conducerii efective a procesului industrial de la un post central de comandă la mai multe posturi locale, privind schimbarea stării aparatelor în vederea menţinerii desfăşurării procesului industrial în limitele de funcţionare stabilite sau conform unei programări fixate.

Clasificarea sistemelor de telecomandă

Clasificarea sistemelor de telecomandă se poate face, după modul cum funcţionează echipamentul respectiv, în sisteme aritmice (intermitente) şi sisteme ritmice (ciclice).

Sistemul aritmic este acela care, în absenţa unui apel, cum ar fi un ordin de comandă voluntară, emis de postul central sau o schimbare de poziţie spontană a unui aparat de la postul local, nu transmite nici o informaţie în linia de legătură dintre posturi.

Sistemul ciclic este acela în care informaţiile privind starea ansamblului de poziţii pe care trebuie să le ocupe aparatele postului local sînt transmise în permanenţă în aceeaşi ordine, în cicluri, indiferent dacă se face sau nu apel de către un post sau celălalt.

Atît în sistemul aritmic sau în sistemul ciclic, identificarea unui aparat oarecare de la postul local se face cu ajutorul unei adrese care defineşte numărul de ordine al aparatului. În sistemele aritmice, adresa este în general codificată, selecţia aparatului făcîndu-se direct în funcţie de adresa sa diferită de a celorlalte aparate. În sistemul ciclic, adresa este temporală, selecţia aparatului făcîndu-se la un anumit timp după începerea ciclului, intervalul de timp care s-a scurs caracterizînd numărul de ordine al

aparatului; după aceasta urmează o informaţie care precizează poziţia deschisă sau închisă a aparatului respectiv.

Într-un sistem aritmic, dacă nu se face apel, posturile nu transmit nici un semnal. Dispecerul, pentru a verifica informaţiile afişate pe tabloul său sinoptic, dispune de o comandă care îi permite un control general al poziţiilor ocupate de aparatele postului local, prin telesemnalizări primite de la acestea. În sistemul ciclic, controlul general este realizat în permanenţă, poziţiile aparatelor fiind transmise periodic.

Sistemele aritmice cu adresă codificată se adaptează bine pentru telecomanda unui mare număr de aparate, deoarece numărul adreselor se poate defini cu ajutorul unui cod binar şi creşte exponenţial cu numărul de intervale elementare din cod. Sistemele ciclice, din contră, pentru un număr mare de aparate comandate, lungesc durata ciclului în mod corespunzător.

Sistemele de telecomandă se pot de asemenea clasifica, după felul în care informaţiile transmise de un post revin la acel post pentru a fi controlate, în sisteme cu canal invers, sau nu revin la postul respectiv pentru a fi controlate, în sisteme directe.

Sistemele cu canal invers fac o transmisie bilaterală, în care o telecomandă sau o telesemnalizare nu poate să fie executată sau înregistrată de către postul chemat decît după verificarea, de către postul care a chemat, a identităţii aparatului selecţionat. Siguranţa în funcţionare a sistemului rezultă din compararea adresei codificate sau temporale a aparatului care a fost comandat şi a aparatului efectiv selecţionat. Sistemele directe sînt sistemele în care transmisia se face unilateral. Ordinul primit de postul chemat este executat după ce s-a efectuat selecţia respectivă. Siguranţa în funcţionare a sistemului rezultă în acest caz din transmiterea unor informaţii auxiliare, care au ca scop să verifice la postul chemat pe cele principale, referitoare la adresa şi la poziţia aparatului comandat.

Un caz întîlnit foarte frecvent este acela al telecomenzii cu adresă codificată cu canal invers. În acest sistem, ordinul emis de postul central, fie printr-o comandă voluntară, fie printr-o schimbare a poziţiei aparatului în postul local, este înregistrat şi totodată provoacă punerea în funcţiune a echipamentului. Se trimite spre postul care a fost chemat un cod de adresă sau un cod de selecţie, care caracterizează numărul de ordine al aparatului sau grupa din care aparţine. Postul chemat caută aparatul respectiv şi, după ce l-a conectat, emite spre postul care a chemat un cod de control al selecţiei, identic cu codul de selecţie. După ce au fost comparate între ele cele două coduri la postul care a chemat, acesta emite, în caz de identitate a celor două coduri, un cod de comandă sau semnalizare, caracterizînd poziţia deschisă sau închisă a aparatului. Dacă nu există identitate între cele două coduri comparate, se reia întreg procesul de la început, de mai multe ori, pînă cînd cele două coduri de adresă sînt în concordanţă. Dacă defectul persistă, se trimite o semnalizare postului de comandă. Recepţionarea codului de comandă de către postul comandat determină excitarea unui releu terminal corespunzînd organului selecţionat şi deci schimbă poziţia acestuia. În acelaşi fel, recepţionarea codului de semnalizare de către postul de comandă determină schimbarea poziţiei releului de imagine.

După executarea ordinului, postul chemat confirmă postului care a chemat executarea corectă a ordinului prin trimiterea înapoi a unui cod care precizează noua poziţie ocupată de aparatul telecomandat. Se trimite în final de către postul central un ordin de eliberare a postului comandat, care revine în repaus, iar postul central se eliberează.

Sistemul de telecomandă cu adresă temporală cu canal invers foloseşte un al doilea echipament de transmisie ciclică identic cu primul, pentru transmiterea informaţiilor pe canalul invers.

Procesele sînt asemănătoare în acest sistem cu cele descrise precedent, cu deosebirea că funcţionarea ciclică introduce întîrzieri în transmiterea diferitelor faze ale procesului, fiecare echipament utilizat funcţionînd independent, cu origini de timp în general distincte; decalajul dintre aceste origini se traduce prin alungirea timpului total necesar executării ordinelor, în raport cu timpul care este strict necesar.

În sistemele de telecomandă directă, executarea ordinelor primite se face fără retrimiterea spre comparare la postul central a adresei organului selecţionat. Pentru a nu periclita siguranţa la postul comandat se operează o serie de controale severe, ceea ce face ca sistemul să aibă o redondanţă mare.

Redondanţa mare este caracterizată prin informaţiile auxiliare transmise în acelaşi timp cu informaţiile principale în scopul de a controla valabilitatea acestora. Astfel, repetarea pur şi simplu a ordinelor prezintă avantajul că realizează economie de timp şi elemente. O altă metodă care dă o siguranţă satisfăcătoare constă în transmiterea, după informaţiile binare respective, a unor informaţii identice cu primele, însă inversate. Astfel, dacă un impuls parazit se suprapune peste primele informaţii, pentru ca el să nu fie detectat, trebuie să se regăsească şi în al doilea grup de informaţii într-o poziţie omologă, ceea ce e puţin probabil.

Această metodă se întrebuinţează cu multă uşurinţă folosind codurile binare zecimale autocomplementare. Acestea sînt coduri în care com-

plementul la 9 al unei cifre zecimale considerate poate fi obținut prin permutarea cifrelor binare 0 și 1 în reprezentarea codificată a acestei cifre zecimale.

Suma aritmetică a cifrelor binare de același rang din cele două combinații considerate trebuie să fie reprezentată printr-o cifră binară 1, ceea ce servește la ușurarea controlului informațiilor.

Din compararea celor două sisteme de telecomandă rezultă că sistemul cu canal invers este cel mai preferat, deoarece prezintă o siguranță mare în funcționare și, de asemenea, permite o viteză și o capacitate mare.

Descrierea sistemelor de telecomandă

Se consideră cazul în care sistemele sînt cu canal invers.

Într-un sistem de telecomandă aritmic, a cărui funcționare este arătată în figura 1, echipa-

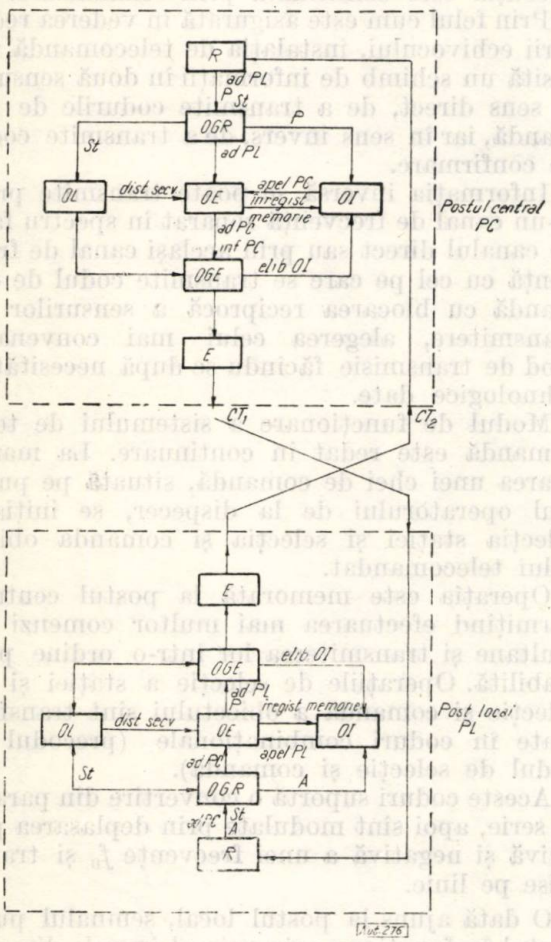


Fig. 1. Schema-bloc a unui sistem de telecomandă aritmică cu canal invers.

mentul postului central și al postului local prezintă o mare asemănare. La fiecare post se disting organe individuale *OI* care corespund la un aparat oarecare și organe generale care sînt comune mai multor organe individuale.

Fiecare dintre organele individuale pentru aparatul telecomandat comportă următoarele elemente:

— o memorie pentru înregistrarea informațiilor binare primite și care se referă la aparatul afectat organului individual considerat (o informație P care caracterizează poziția reală a aparatului sau o informație A afișată la postul central);

— un circuit de apel, care înregistrează apelurile elaborate, fie prin manevrarea unei chei la postul central, fie prin schimbarea spontană a poziției unui aparat de la postul local, ca și apelurile provenind de la postul local cînd acesta transmite;

— circuite auxiliare, care arată la postul central concordanța dintre valorile variabilei binare A afișate pe tabloul sinoptic și ale variabilei binare P care caracterizează poziția reală a aparatului de la postul comandat;

— circuite auxiliare, care comandă la postul local exercitarea unuia sau altuia din cele două relee terminale de deschidere sau de închidere care delimitează sistemul de telecomandă propriu-zis de circuitele de curenți tari care alimentează aparatul telecomandat.

Ca organe generale se pot distinge la fiecare dintre cele două posturi:

— un receptor de semnale, R, care primește semnalele sosite din cele două canale de transmisie CT_1 și CT_2 și pe care le transformă în semnale rectangulare, reproducînd secvența semnalelor emise de postul celălalt;

— organe de recepție OGR, care asigură înregistrarea semnalelor primite: adresa *ad PL* și informația la postul central și adresa *ad PC* și informația A la postul local;

— un organ de explorare OE, care supraveghează pe rînd organele individuale în ordinea priorității, căutînd sistematic apelurile rezultate dintr-un ordin de comandă voluntară sau dintr-o schimbare spontană a poziției și care, de asemenea, selecționează informațiile locale elaborate de organele individuale sau dirijează informațiile primite spre organele individuale corespunzătoare;

— organe de emisie OGE, care asigură analiza secvențială a semnalelor care se transmit, și participă la elaborarea deciziilor (reînceperea procesului, eliberarea echipamentului);

— organe de legătură OL, care asigură coordonarea funcționării organelor generale receptoare și emițătoare, cuprinzînd organe de sincronizare, organe de distribuție și organe de comandă secvențială a proceselor;

— un emițător de semnale E, care face să corespundă semnalelor rectangulare elaborate de organele generale de emitere semnale modulate de obicei în frecvență (modulația de frecvență face ca siguranța să fie mărită, influen-

ţa paraziţilor fiind mică) şi emise pe cel de-al doilea canal de transmisie;

— organe auxiliare (nu sînt reprezentate în figură), care cuprind alimentările, iar la postul central un circuit de alarmă generală, care semnalizează incidentele survenite în cursul funcţionării.

Caracteristicile unor sisteme moderne de telecomandă

Un sistem modern de telecomandă cu performanţe ridicate, realizat cu aparatură numerică, în cod de impulsuri, va fi elaborat într-un viitor apropiat în ţara noastră. Sistemul este rapid, prezintă siguranţă mare şi asigură maleabilitate la extindere.

Transmiterea informaţiilor de telecomandă se face la iniţierea de către postul central. Instalaţia poate înmagazina simultan un mare număr de comenzi, pînă la capacitatea totală, şi permite transmiterea lor într-o succesiune prestabilită.

Informaţiile se transmit pe linie, printr-o deplasare pozitivă şi negativă a unei frecvenţe f_0.

Informaţia care se transmite între postul central şi postul local într-un sens şi altul este constituită din precod, informaţie de selecţie şi comandă, confirmarea selecţiei şi comenzii, ordinul de execuţie. Structura mesajului este arătată în figura 2.

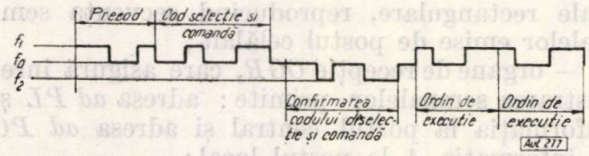


Fig. 2. Structura mesajului de telecomandă.

Precodul sau codul de pregătire au rolul de a alege un anumit post receptor din totalitatea posturilor legate la acelaşi canal. El este format din 5,7 intervale elementare, după cum instalaţia de emisie comandă mai puţine sau mai multe posturi locale. Precodul mai are şi rolul de a asigura sincronismul dintre cele două posturi între care se face transmisia, prin integrarea unei tranziţii de la cifra binară 1 la cifra binară 0, situată la începutul precodului.

După transmiterea precodului se trimite automat codul de selecţie şi comandă, care duce la acţionarea elementului prefinal, afectat comenzii respective. Codul de selecţie şi comandă este constituit din 5, 7, 10 intervale elementare, în funcţie de capacitatea instalaţiei.

Urmează în continuare codul de confirmare, de selecţie şi comandă elaborat de postul receptor prin recodificarea poziţiei elementului prefinal şi transmis la postul central.

La postul central se compară cele două coduri, iar în caz de identitate se transmite un ordin de execuţie unic pe instalaţie, repetat de două ori. Ordinul de execuţie comandă elementul final. După transmiterea ordinului de execuţie instalaţia de telecomandă poate transmite altă comandă.

Pentru eliminarea semnalelor denaturate (reducerea echivocului) se utilizează, pentru precod, codul de selecţie şi comandă şi confirmarea acestuia, un cod combinaţional construit după formula C_p^n, în care p este numărul total de poziţii din cod, iar n numărul de poziţii 1. Acest cod are un număr constant de poziţii de impuls şi un număr constant de impulsuri 1.

Tot în vederea eliminării semnalelor parazite sau denaturate se execută o confirmare a poziţiei elementului acţionat.

În vederea asigurării unei execuţii corecte se procedează la transmiterea ordinului de execuţie după un control prin confirmare al elementului prefinal comandat. Tot în acest scop execuţia este confirmată prin semnalizare.

Prin felul cum este asigurată în vederea reducerii echivocului, instalaţia de telecomandă necesită un schimb de informaţii în două sensuri; în sens direct, de a transmite codurile de comandă, iar în sens invers, de a transmite codul de confirmare.

Informaţia inversă se poate transmite printr-un canal de frecvenţă separat în spectru faţă de canalul direct sau prin acelaşi canal de frecvenţă cu cel pe care se transmite codul de comandă cu blocarea reciprocă a sensurilor de transmitere, alegerea celui mai convenabil mod de transmisie făcîndu-se după necesităţile tehnologice date.

Modul de funcţionare a sistemului de telecomandă este redat în continuare. La manevrarea unei chei de comandă, situată pe pupitrul operatorului de la dispecer, se iniţiază selecţia staţiei şi selecţia şi comanda obiectului telecomandat.

Operaţia este memorată la postul central, permiţînd efectuarea mai multor comenzi simultane şi transmiterea lor într-o ordine prestabilită. Operaţiile de selecţie a staţiei şi de selecţie şi comandă a obiectului sînt transformate în coduri combinaţionale (precodul şi codul de selecţie şi comandă).

Aceste coduri suportă o convertire din paralel în serie, apoi sînt modulate prin deplasarea pozitivă şi negativă a unei frecvenţe f_0 şi transmise pe linie.

O dată ajuns la postul local, semnalul pune postul în funcţiune prin primul impuls din cod (un salt de la 1 la 0), care are întotdeauna această aranjare. Codul este transformat din serie în paralel, apoi i se controlează numărul constant de cifre binare 1. Se compară apoi codul transmis de postul central cu cel existent în memoriile locale, în vederea identificării obiectului

telecomandat. Dacă controlul de număr de 1 a sesizat o perturbaţie, întreaga schemă se aduce la zero şi se reia totul de la început. În caz că nu s-a constatat nici o perturbaţie în cod, se face decodificarea şi apoi se acţionează elementul prefinal. În continuare, elementul prefinal recodifică semnalul primit şi, într-un mod similar cu cel descris mai înainte, trimite postului central confirmarea de selecţie şi comandă. Acest cod de confirmare ajuns la postul central suportă un control al numărului de 1, iar apoi se compară cu codul care a fost trimis iniţial şi care a rămas memorat.

Dacă există coincidenţă între aceste două coduri, se trece la elaborarea ordinului de execuţie, care se transmite postului local. În cazul cînd s-a sesizat o perturbaţie, instalaţia este adusă la zero şi operaţia de telecomandă se reia automat.

Ordinul de execuţie, unic pe instalaţie şi asigurat prin repetarea de două ori, ajuns la postul local, suferă un control al numărului de 1 şi apoi se compară cu codul din memoria locală de ordin. În caz de coincidenţă se comandă acţionarea elementului final şi astfel se acţionează obiectul telecomandat. Cînd nu există identitate între cele două coduri, se transmite automat precod şi operaţia se reia cu etapele arătate.

Instalaţia repetă transmisia comenzii de mai multe ori, după care la postul central apare un semnal de alarmă.

Confirmarea execuţiei se face cu ajutorul instalaţiei de telesemnalizare.

Se descrie în continuare un sistem de telecomandă cu canal invers, tranzistorizat, care poate comanda de la un post central un număr mare de aparate. Sistemul a fost elaborat în străinătate.

Structura codului este arătată în figura 3.

De la postul de comandă spre postul local se trimite o informaţie care este compusă din trei părţi.

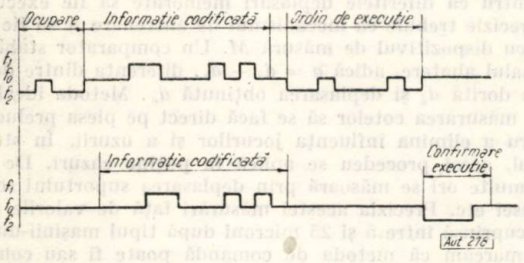


Fig. 3. Structura mesajului transmis de sistemul de telecomandă :
a – de postul central de comandă ;
b – de postul comandat.

La începutul informaţiei se trimite un cod de ocupare, care reprezintă indicativul postului local şi care, primit de ansamblul posturilor locale, nu determină punerea în funcţiune decît a acelui post care a fost chemat. Acest cod este constituit dintr-o combinaţie de trei impulsuri, aleasă dintr-o grupă de patru, ceea ce dă în total un număr de combinaţii distincte $C_4^3 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 2}{3 \cdot 2 \cdot 1} = 4$.

În continuare se trimite o informaţie codificată, care cuprinde adresa aparatului comandat şi poziţia pe care acesta trebuie să o ocupe. Informaţia transmisă este caracterizată printr-o combinaţie de patru impulsuri alese dintr-o grupă de douăsprezece, ceea ce permite a se obţine un număr de combinaţii distincte $C_{12}^4 = \frac{12 \cdot 11 \cdot 10 \cdot 9}{4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1} = 495$.

În final se transmite o informaţie de execuţie reprezentată printr-o combinaţie de patru cifre binare 1 1 0 1, repetate de două ori, pentru siguranţă ; după două recepţionări corecte a combinaţiei considerate ordinul se poate executa.

Postul comandat retrimite spre postul central informaţia recepţionată, spre a fi comparată cu cea emisă de postul central.

Informaţia retrimisă înapoi este decalată cu un interval elementar faţă de cea recepţionată, ceea ce permite o comparare rapidă. Dacă cele două informaţii sînt identice, postul central trimite ordinul de execuţie.

Postul comandat trimite apoi, cu destinaţia postului central, confirmarea execuţiei, care este caracterizată printr-un cod 1 1 1 0.

Transmisia informaţiilor se face printr-o deplasare a frecvenţei centrale f_0 în sens pozitiv şi sens negativ.

Informaţiile codificate caracterizînd ordinele de telecomandă voluntare şi semnalizările de schimbare de poziţie spontană sînt transmise cu ajutorul frecvenţelor f_0 (cifra binară 0) şi $f_1 = f_0 + \Delta f$ (cifra binară 1), iar semnalele de ocupare, de execuţie şi de confirmare a execuţiei sînt transmise cu ajutorul frecvenţelor f_0 (cifra binară 0) şi $f_2 = f_0 - \Delta f$ (cifra binară) 1).

Existenţa unui semnal dă posibilitatea sincronizării.

Un alt sistem de telecomandă elaborat în străinătate şi aplicat în anumite domenii este descris în continuare.

Sistemul este realizat pe bază de semiconductoare şi poate telecomanda un număr mare de aparate.

Este un sistem direct, fără canal invers. În exploatare normală există două echipamente, unul pentru transmiterea ordinelor de comandă voluntară, al doilea pentru transmiterea în sens invers a semnalizărilor la schimbarea de poziţie spontană.

Fiecare dintre codurile transmise de unul sau de celălalt post este rezultatul repetării de două ori a unui cod elementar care apare în figura 4 şi care cuprinde un element de pornire sau start, o informaţie codificată şi un element de oprire.

Startul permite identificarea începerii codului elementar şi este obligatoriu o cifră binară 1. Informaţia codificată, reprezentată printr-o combinaţie de cinci impulsuri alese dintr-o grupă

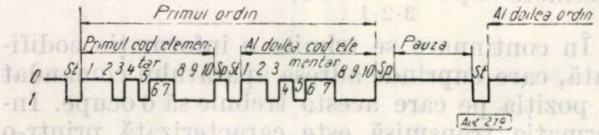


Fig. 4. Structura mesajului transmis de sistemul de telecomandă

de zece, permite a se obţine un număr de combinaţii distincte care se ridică la $C_{10}^{5} = \frac{10 \cdot 9 \cdot 8 \cdot 7 \cdot 6}{5 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1} = 252$.

Stopul marchează sfîrşitul codului elementar şi este obligatoriu 0.

O pauză, cu o valoare de cinci intervale elementare în care timp sînt transmise cinci cifre binare egale cu 0, separă transmisia ordinului considerat de aceea a ordinului următor. Siguranţa în funcţionare rezultă, pe de o parte, prin utilizarea codurilor echilibrate autodetectoare de erori şi, pe de altă parte, prin repetarea codului elementar. Codul utilizat este un cod bivalent.

Sistemele de telecomandă descrise mai sus sînt sisteme moderne, realizate cu ajutorul tranzistoarelor. Ele oferă o siguranţă în funcţionare ridicată. Execuţia unui ordin are loc în fracţiuni de secundă. Capacitatea sistemului este ridicată, putînd transmite un număr mare de telecomenzi, cu plecarea dintr-un post central, la mai multe posturi telecomandate, situate la mare distanţă.

În aceste sisteme de telecomandă, transmisia informaţiilor între posturi se face în cod de impulsuri cu ajutorul elementelor funcţionale numerice, constituite din combinaţii de circuite de comutaţie statice ca : numărătoare, memorii etc. Aceste caracteristici fundamentale fac ca aceste sisteme de telecomandă cu selecţie în cod de impulsuri să fie din ce în ce mai mult utilizate în exploatarea instalaţiilor industriale.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Système moderne de télécommande.* În : R.G.E., nr. 10, 1962.

[2] *La télécommande électronique au service des entreprises industrielles et d'électricité.* În : Brown — Boveri, nr. 12, 1960.

[3] Soubies Camy. *Les techniques binaires et le traitement de l'information.* Paris, 1961.

ACTUALITĂŢI

Comanda numerică a maşinilor-unelte

În decembrie 1963 s-a ţinut în Olanda un simpozion cu privire la comanda maşinilor-unelte. În cele ce urmează se dă un rezumat al principalelor opinii din comunicările prezentate [1], [2].

Importanţa dezvoltării comenzii numerice rezultă din următoarea situaţie :

	1959	1961	1963
Numărul de tipuri de maşini :			
cu comandă numerică	17	26	73
numărul de sisteme	13	22	42
numărul de firme	10	18	33

Firmele cele mai importante din Europa, care construiesc un asemenea echipament putînd fi adaptat la maşini-unelte de diferite fabricaţii, sînt : Ferranti, AEG, Brown-Boveri, Siemens, Olivetti, Philips şi Gründig.

Domeniul de aplicaţie a comenzii numerice este : *a*) poziţionarea la maşini de găurit, de frezat, alezări, şi *b*) realizări de curbe în frezări cu două sau trei dimensiuni. Acest din urmă domeniu este dominat de realizările Ferranti, care actualmente întrebuinţează un sistem analogic cu motoare hidraulice : banda magnetică poartă patru semnale sinusoidale, din care unul este de referinţă şi trei semnale ale căror defazări, faţă de semnalul de referinţă, comandă deplasările pe cele trei axe de coordonate. Benzile sînt realizate la centrul de calcul Ferranti.

Pe unele maşini cu comandă numerică, alegerea şi schimbarea sculei se fac manual, pe altele aceste operaţii se fac de asemenea automat.

Realizarea curbelor prin comandă numerică s-a dovedit economică în fabricarea de unicate sau de mică seric. Pentru producţia de serie mare este mai economică metoda clasică prin copiere a unui prototip executat cu precizie. Această metodă s-a aplicat numai la freze. Poziţionarea, punct cu punct, prin comandă numerică s-a aplicat unei mari varietăţi de maşini-unelte. De altfel, problemele care trebuie rezolvate în acest caz sînt mult mai simple şi se referă la : alegerea mişcărilor posibile, alegerea originii şi extremităţii diferitelor deplasări, alegerea vitezelor de translaţie.

Pentru ca diferitele deplasări memorate să fie executate cu precizie trebuie ca mecanismul de antrenare A să fie asociat cu dispozitivul de măsură M. Un comparator stabileşte semnalul abatere, adică $a = d_i - d_e$, diferenţa dintre deplasarea dorită d_i şi deplasarea obţinută d_e. Metoda ideală ar fi ca măsurarea cotelor să se facă direct pe piesa prelucrată pentru a elimina influenţa jocurilor şi a uzurii. În stadiul actual, acest procedeu se aplică în puţine cazuri. De cele mai multe ori se măsoară prin deplasarea suportului sculei, a mesei etc. Precizia acestei măsurări faţă de valorile reale este cuprinsă între 5 şi 25 microni după tipul maşinii-unelte.

Remarcăm că metoda de comandă poate fi sau complet numerică, sau numerică analogică. În primul caz, d_i şi d_e sînt mărimi codificate şi elementul comparator este un element care execută o scădere numerică. În al doilea caz, elementul de măsură este analogic şi se inserează în circuitul de reglare un traductor analog numeric.

Din punctul de vedere al realizării comenzii se întrebuinţează :

— comanda prin ambreiaje electromagnetice ;
— comanda prin motoare hidraulice ;
— comanda prin motoare electrice.

Prima metodă întrebuinţează două elemente pentru fiecare motor asincron, pentru cele două sensuri de rotire, şi duce la soluţii simple şi ieftine. Se obţin vitezele maxime plecînd din repaus, în aproximativ 100 ms şi, pentru deplasările medii uzuale, timpul mediu de poziţionare este de 1—2 s.

Motoarele hidraulice au puteri mari cu un volum mic. Comanda lor se face prin distribuitoare care strangulează intrarea şi ieşirea fluidului. Un motor pentru asemenea scopuri realizat de Fiji în Japonia are 1 CP şi un cuplu de 200 kgf/cm cu moment de inerţie de 15 kg/cm² şi o greutate de 20 kg.

Pentru comanda prin motoare electrice se întrebuinţează motoare cu constante de timp electrice şi mecanice foarte mici şi care suportă supraîncălziri mari. Construcţia lor diferă de aceea a motoarelor electrice convenţionale, cum este cazul motoarelor Yaskawa de 3 — 6 000 W, analoge cu motoarele de curent continuu şi în întrefierul cărora poate să se rotească un inel din bare de aluminiu.

Unele din comunicări s-au referit la aplicaţii concrete ale acestor comenzi numerice în Olanda, arătîndu-se că metoda nu prezintă interes în fabricaţia în serie mare, în asemenea cazuri fiind mai ales indicate maşinile-transfer. Pe de altă parte, în cazul seriilor mici apare marele avantaj al acestei metode, şi anume reducerea timpilor morţi pentru poziţionare, reglare, măsurări, citiri şi alegeri de viteze, eliminîndu-se aproape total riscul de erori.

Pentru a beneficia de avantajele acestei metode este necesar ca desenele şi metodele de execuţie ale pieselor să fie stabilite pe baze diferite de acelea uzuale, şi anume în ce priveşte cotarea, normalizarea şi reducerea numărului de diametre pentru găuri şi alezări, care se execută pe aceeaşi piesă.

Pe de altă parte, sistemul electronic trebuie să cuprindă elemente de verificare şi redondanţă care să supravegheze intervenţia umană, care oricum mai rămîne. De asemenea, concepţia echipamentului să fie astfel încît defectele care pot apărea să se corecteze automat sau să oprească maşina în situaţii sigure fără a defecta piesa în prelucrare [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] Comunicările vor fi tipărite în 1964 de Koninklijk. Instituut van Ingenieurs, Haga.
[2] M o l l e, R. *La commande numérique des machines-outils.* În : Revue A, nr. 2, apr 1964.
[3] W a l t e r, D. F. *Data processing for numerical control of machine tools.* În : The Radio and Electronic Engineer, vol. 26, nr. 6, dec 1963.

Teoria şi practica au pierdut contactul între ele în automatică?

Această întrebare s-a pus deseori în ultimul timp, în special în legătură cu comunicările prezentate la congresele IFAC [1].

O interesantă discuţie cu acest subiect a fost organizată de revista Control [2] între specialiştii din industrie şi din învăţămîntul superior din Anglia. În cele ce urmează se prezintă unele din opiniile exprimate cu această ocazie. Aceste opinii au fost uneori diferite sau chiar contradictorii, reflectînd poziţia celor care au luat parte la discuţii în această problemă controversată.

— La Imperial College (Institutul de învăţămînt superior tehnic) se încearcă a se stabili colaborări cu industria. Acestea depind mai ales de industrie care le priveşte cu reticenţă, considerînd că cercetările în institutele de învăţămînt sînt făcute fără legătură suficientă cu practica, într-un turn de fildeş.

— În trecut, personalităţile care s-au ocupat de teoria sistemelor automate, începînd cu Maxwell şi ajungînd în epoca apropiată de noi, de exemplu, la Campbell şi Ziegler, erau preocupate de problemele practice pentru care căutau o fundamentare teoretică. În prezent, organizaţiile de cercetare din universităţi sînt foarte mari, îşi creează singure problemele de care se ocupă şi, în unele cazuri, cercetătorii nu sînt interesaţi prea mult în aplicarea actuală a teoriilor lor.

— Adevărul este că în procesele industriale, problema importantă nu este stabilitatea sistemelor de reglare, deşi o mare parte din teorie se ocupă cu aceasta. Problema actuală este realizarea de elemente care să satisfacă cerinţele inginerului tehnolog. De asemenea, teoria nu se ocupă suficient de interacţiunea sistemelor de reglare. Dacă într-o coloană sînt două reglări independente de temperatură, problemele sînt diferite de acelea ale fiecărui circuit de reglare considerat independent. Foarte puţin din cantitatea de teorie detaliată a sistemelor de reglare este direct folositoare inginerului automatist.

— Este important ca cercetările în învăţămîntul superior să aibă o dezvoltare de perspectivă, de exemplu de 10 ani. Dificultatea care apare pentru cei care trebuie să aplice rezultatele obţinute provine şi din limbajul matematic în care sînt expuse aceste rezultate. Este necesar ca asemenea comunicări să fie făcute sau transcrise într-un limbaj mai simplu.

— Este normal ca cercetările teoretice să se facă în institutele de învăţămînt superior. Pentru a găsi drumuri noi, cercetătorii trebuie să se ocupe de probleme fundamentale. Drumurile noi sînt întotdeauna dificile şi obscure la început, mai ales pînă cînd se stabileşte valoarea lor pentru ingineri. Se poate spune că este o rămînere în urmă a practicii şi că nu cercetările teoretice merg pe drum diferit de cel al practicii.

— Într-o fabrică de zahăr s-a pus problema introducerii unui calculator pentru conducerea optimă a procesului tehnologic. Modelul matematic cuprindea aproximativ 200 de ecuaţii, descriind fenomene de inginerie chimică (difuzie, evaporare, transfer de căldură etc.) şi trebuiau stabilite procedeele matematice pentru a optimiza performanţele procesului. S-a considerat că o asemenea problemă ar interesa un institut de învăţămînt tehnic superior care ar avea posibilităţi adecvate de calcul. S-a constatat că problema nu era pe linia preocupărilor acestor institute, care este teoria reglării adaptive şi, din această cauză, nu a prezentat interes. Cercetările teoretice care apar în rezolvări practice sînt neabordate deoarece există un gol între teorie şi practică, din cauză că teoreticienii sînt în parte izolaţi de aplicaţiile practice.

— Problema de mai sus nu intră în domeniul lucrărilor care trebuie făcute în institutele tehnice. La Imperial College se dezvoltă o combinaţie între teoriile care preocupă pe cercetători şi aplicaţiile practice ale acestora. Calea pentru a stabili restricţiile de considerat şi problemele reale este de a avea legături cu industria şi a vedea unde apar problemele teoretice de care ne ocupăm. Aceasta este uneori o sarcină dificilă pentru că restricţiile impuse de industrie pot fi foarte neplăcute din punctul de vedere al cercetărilor teoretice, dar nu e o altă cale.

— La Universitatea din Glascow, în legătură cu Atomic Energy Authority, s-au studiat stabilitatea sistemelor neliniare şi regimul tranzitoriu al acestor sisteme, cercetări care au dus la rezultate practice. S-au abordat de asemenea probleme privind interacţiunea sistemelor de reglare. Este însă necesar mai întîi stabilirea, pe cazuri simple, a liniei de urmat în asemenea cercetări înainte de a lua contact cu industria. O subordonare prea accentuată a cercetărilor nevoilor imediate ale industriei nu permite o privire de perspectivă, care este necesară oricărui progres real.

— La realizarea unei instalaţii de automatizare, o foarte mică parte din timp este consumată cu, de exemplu, determinarea optimă a parametrilor regulatorului. Această problemă este simplă în comparaţie cu o mulţime de alte lucrări dificile care trebuie rezolvate în asemenea cazuri. Sînt numeroase posibilităţi ca să se înţeleagă aspectul teoretic al instalaţiei, dar inginerii practicieni se gîndesc că ar fi foarte plăcut dacă ar putea folosi în practică asemenea consideraţii.

— S-au confundat în aceste discuţii două lucruri, şi anume : a) necesitatea cercetării în aspectele teoretice ale automaticii, şi b) necesitatea formării inginerilor în acest domeniu. Unele comentarii care s-au făcut de către „partea industrie" constituie, în fapt, o critică la formarea propriilor lor ingineri.

Multe din aceste opinii prezintă interes în ce priveşte stabilirea unui plan de viitor în acest domeniu în R.P.R.

BIBLIOGRAFIE

[1] W i l l i a m s, M. E. *The second international congress of IFAC.* În : Control, oct 1963.
[2] *Seven strands across the gap.* În : Control, iunie, 1964.

Conducerea cuptoarelor de ciment cu ajutorul calculatoarelor electronice

Industria noastră de ciment cuprinde cuptoare de clincher avînd o mare capacitate de producţie. Combinatele care se construiesc actualmente pentru producţia de ciment se situează printre cele mai mari din lume. Din această cauză este important a se urmări tendinţele actuale de automatizare în acest domeniu şi a introduce în fabricile noastre procedeele de conducere care au dat rezultate satisfăcătoare. O asemenea direcţie de dezvoltare a automatizărilor este introducerea calculatoarelor electronice pentru a conduce procesul de fabricaţie, începînd de la amestecul materiei prime şi pînă la ieşirea clincherului din cuptorul rotativ. O asemenea instalaţie comentată recent în literatura de specialitate s-a executat la fabrica japoneză Tokuyama Soda Co. După un studiu început în anul 1962 s-a pus în funcţiune, la sfîrşitul anului 1963, un calculator care conduce două cuptoare de clincher cu o producţie de aproximativ 30 000 t/lună pentru fiecare cuptor. Această conducere se bazează pe : *a*) condiţiile de funcţionare stabilite, *b*) caracteristicile materiei prime, *c*) caracteristicile dorite pentru clincher, *d*) condiţiile în care se desfăşoară procesul tehnologic, adică condiţiile ambiante, capacitatea calorică a combustibilului, *e*) modelul matematic al procesului. Pe această bază, calculatorul determină debitul optim de pastă, viteza de rotaţie a cuptorului şi temperaturile care trebuie menţinute de-a lungul cuptorului.

Acest ansamblu de operaţii formează programul de optimizare a procesului.

Dacă ar fi uşor de păstrat un regim staţionar în cuptor, atunci modelul matematic şi programul de optimizare ar fi suficiente pentru a conduce procesul. În realitate, procesul este în regim tranzitoriu continuu din cauza perturbaţiilor interne şi externe care trebuie compensate uneori pe perioade lungi. În calculator se introduc şi programe de conducere pentru asemenea cazuri. Un asemenea program are sarcina să stabilească deciziile necesare legate de apariţia unor perturbaţii măsurabile, cu scopul ca efectul acestor perturbaţii asupra calităţii clincherului să fie mic. O asemenea perturbaţie poate fi întreruperea pe o scurtă perioadă de timp a eliminării cuptorului. În acest caz, calculatorul modifică relaţiile existente între parametrii controlaţi, în scopul de a compensa

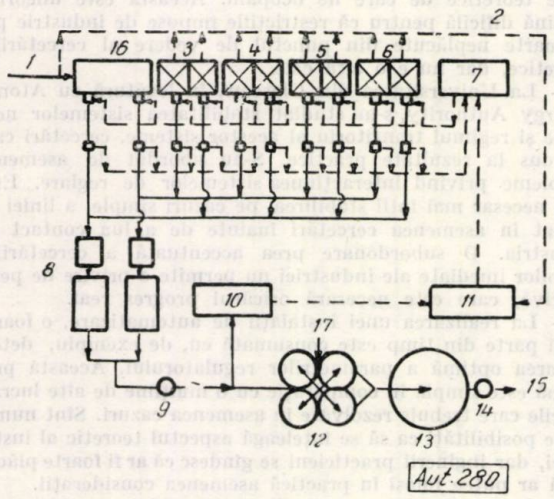


Fig. 1. Conducerea gospodăriei de materii prime prin calculator :

1 — pulbere redusă de la cuptor ; 2 — mostre de materie primă ; 3 — piatră de var ; 4 — zgură ; 5 — argilă ; 6 — zgură ; 7 — calculator ; 8 — mori ; 9 — pompă pentru pastă ; 10 — mostră de pastă ; 11 — analizator cu raze X ; 12 — rezervoare de pastă ; 13 — bazin de pastă ; 14 — pompă de pastă ; 15 — spre cuptor ; 16 — apă ; 17 — aer.

aceste perturbaţii pentru următoarele două ore, timp în care efectul acestei perturbaţii parcurge procesul. Programul poate să se refere şi la perturbaţii care nu sînt direct măsurabile şi, în acest caz, deciziile se bazează pe informaţii primite din proces. Ţinînd seamă de abaterile valorilor informaţiilor primite faţă de cele normale, calculatorul determină modificările de adus variabilelor procesului. Asemenea perturbaţii ar fi putut să apară într-un interval de 1—2 h şi compensările se fac pentru întreaga perioadă care urmează. Sistemele de reglare convenţionale nu pot prelua timpii morţi de o asemenea mărime şi operatorul este în imposibilitate să supravegheze corect funcţionarea cuptorului în prezenţa unor perturbaţii de această natură. O eficienţă deosebită are conducerea prin calculator a arderii pentru a asigura o anumită distribuţie a temperaturilor de-a lungul cuptorului şi gospodăria de materie primă (fig. 1).

Nu s-au publicat date de eficienţă economică în ce priveşte asemenea instalaţii. Rezultatele obţinute trebuie considerate satisfăcătoare pentru că întreprinderile din S.U.A. şi Japonia, care au făcut asemenea instalaţii la unele din fabricile lor, le-au extins apoi şi la alte unităţi.

Modelarea reţelelor de gaze

Această modelare se face pentru a studia două situaţii distincte :

— regimul staţionar al distribuţiei urbane de joasă sau medie presiune, regim în care se admite că presiunile şi debitele rămîn constante ;

— regimurile variabile, de obicei pe conductele de transport la mare distanţă, în care presiunile şi debitele variază în timp.

În primul caz sînt cunoscute configuraţia, lungimile şi diametrele conductelor, cum şi presiunile în toate punctele de injecţie şi debitele de ieşire în punctele de consum. De obicei,

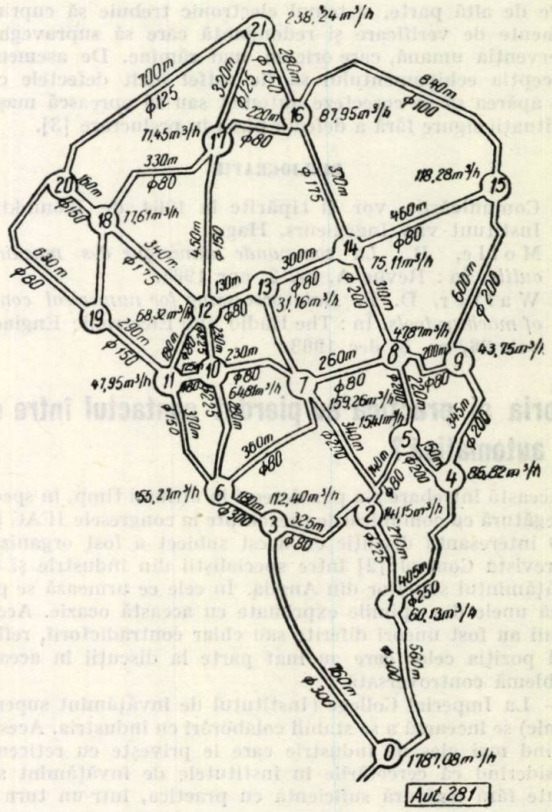


Fig. 1. Exemplu de reţea de gaz de modelat :

debit total 1787,08 m³/h; densitatea gazului 0,54.
O singură injecţie de gaz în nodul 0, 21 noduri de ieşire pentru care se indică debitele şi 42 conducte cu diametrul şi lungimea date.

aceste consumuri se raportează cîte o jumătate la nodurile vecine, cu excepţia marilor consumatori. Modelarea are ca scop determinarea :

— presiunii în fiecare nod ;

— punctelor neutre cu presiune minimă ;

— debitului pe fiecare conductă;
— debitului în fiecare punct de injecţie.

Pentru a putea stabili aceste informaţii trebuie să se ţină seamă pe fiecare conductă de pierderile de presiune care depind de lungimea şi diametrul conductei, cum şi de densitatea gazului.

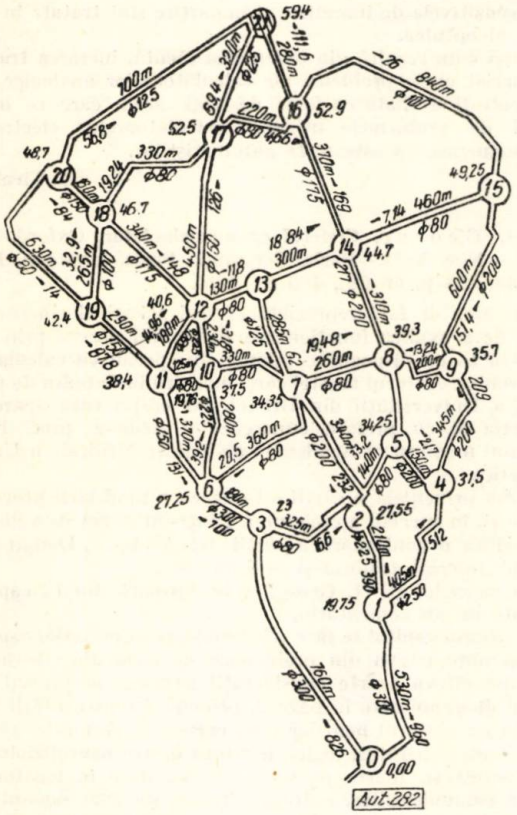


Fig. 2. Rezultatele modelării reţelei din figura 1.
S-au indicat căderile de presiune în mm c.a. în fiecare nod (singurul nod neutru este 21), debitele în m³/h şi sensul debitelor pe conducte.

Modelarea s-a făcut în reţele de gaz din Franţa, cu un calculator electronic, în care:
— debitele consumate sînt reprezentate prin intensităţi electrice proporţionale;
— pierderile de presiune sau pierderile pătratice sînt reprezentate prin căderi de tensiune proporţionale;
— conductele sînt reprezentate prin rezistenţe reglate, astfel încît tensiunea şi curentul să fie în acelaşi raport ca şi pierderea de presiune şi debitul în conducta respectivă.

Acest raport depinde de debit, care este o necunoscută a problemei.

Precizia obţinută în determinarea debitelor şi presiunilor a fost de 0,3% din valorile maxime atinse pe conducta respectivă.

Un exemplu de calcul este arătat în figurile 1 şi 2.

Calculatorul electronic conceput pe baza celor de mai sus permite să se rezolve şi următoarele probleme: debite maxime condiţionate de asigurarea unui minim pentru presiune, determinarea diametrelor conductelor pentru ca reţeaua să satisfacă anumite condiţii prealabile, alegerea optimă a punctelor de alimentare şi, prin calcule cu iteraţii, determinarea diametrelor care corespund unui optim economic.

Cu rare excepţii, transportul de gaz pe conductele principale trebuie studiat în regim variabil. În acest caz, timpul intervine ca o variabilă suplimentară. Modelarea se face presupunînd regimul variabil format dintr-un regim staţionar mediu la care se suprapune o modulare în funcţie de timp a presiunii şi a debitului. În acest caz, intensităţile curentului sînt proporţionale cu modulările debitului, iar tensiunile sînt proporţionale cu produsul modulării presiunii cu presiunea medie. Conductele sînt reprezentate prin rezistenţe şi conductoare, acestea din urmă proporţionale cu volumul porţiunii de conductă considerat.

Problemele care pot fi rezolvate cu această modelare sînt:
— cunoscîndu-se lungimile şi diametrele conductelor, condiţiile injecţiei de gaze în conductă, variaţiile consumului în timpul zilei, trebuie determinat care sînt variaţiile de presiune în punctele de consum;
— care este variaţia admisibilă pentru debit, pentru ca presiunile să nu scadă sub un minim admisibil.

În Franţa s-au studiat şi s-au îmbunătăţit, ca urmare a modelării de tipul de mai sus, distribuţia în 100 de reţele de distribuţie şi pe 14 conducte de transport la mare distanţă.

Problema prezintă un interes deosebit şi pentru reţelele din ţara noastră.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brem, F. R. *Études analogiques des réseaux de gaz.* În: La Technique moderne, nr. 4, 1964.

I. Papadache

RECENZII

W. Oppelt. **Mic manual de reglare tehnică.** Ediţia a 4-a, Verlag Chemie, 1964.

Ajungînd la a patra ediţie în decurs de aproximativ 10 ani cartea a stabilit un record, care nu a mai fost atins, după cunoştinţa noastră, de nici o altă lucrare din domeniul automaticii. Cu adăugările din ediţiile succesive, volumul a ajuns la 700 pagini şi este, desigur, o oarecare nuanţă de umor din partea autorului să continue a-l denumi „mic manual".

Capitolele cărţii sînt următoarele:

— Introducere în ştiinţa reglării (30 pag.), care cuprinde obişnuitele generalităţi asupra scopului şi metodele generale ale reglării. S-au introdus, faţă de primele ediţii, consideraţii asupra reglării numerice. Cu toate acestea, această parte, mai redusă ca în trecut, pare încă prea mult dezvoltată. Exemplele au mare redondanţă şi unele din ele sînt premature, cum ar fi acelea cu mărime de ajutor.

— Introducerea în metodele matematice (62 pag.) păstrează ideea din trecut de a nu întrebuinţa transformarea Laplace, deşi face o scurtă expunere a ei. Este îndoielnic dacă la o expunere de o asemenea amploare şi, în fapt, de un nivel ridicat, nu era mai eficientă totuşi întrebuinţarea acestei transformări. În numeroase locuri din lucrare, studierea sistemului numai pentru mărimi de intrare sinusoidale obligă autorul la prezentări lungi care se puteau evita. În intervalul de 10 ani de la prima ediţie, literatura în legătură cu sistemele automate liniare a întrebuinţat cu o extindere continuă transformarea Laplace, aşa încît eliminarea ei dintr-o lucrare de asemenea proporţii apare ca o curiozitate.

În afară de elementele de tip P, I şi D, autorul introduce şi elementul T, care cuprinde una sau mai multe constante de timp. Acest fel de a caracteriza elementele pe baza ecuaţiei diferenţiale care le descrie are desigur avantajul unei prezentări sistematice simple. Noi preferăm metoda adoptată de numeroşi alţi autori, în care se expun diferitele fenomene fizice a căror descriere duce la aceste concluzii matematice.

În capitolul care cuprinde caracteristicile proceselor supuse reglării (52 pag.) începe partea aplicativă a cărţii. În afară de exemple simple clasice, care se referă la temperaturi, pre-

siuni, autorul introduce şi procese complicate, cum sînt acelea din reactoare atomice, rachete. Cantitatea de informaţie este mult mai mare decît în ediţiile din trecut.

— Capitolul IV tratează despre regulatoare şi va fi consultat cu deosebit folos (114 pag.). Faţă de primele ediţii, extinderea lui este aproape dublă, în special datorită prezentării mult mai amănunţite a regulatoarelor electronice. Ar fi fost de dorit ca să se examineze aici şi problema semnalului unificat, care este o caracteristică aproape generală a regulatoarelor moderne.

— Caracteristicile de ansamblu ale sistemelor de reglare, cum şi stabilitatea lor, sînt expuse în capitolul V (110 pag.). De observat că autorul introduce aici schema-bloc uzuală în alte ţări, adoptată şi de STAS 6019-62, ceea ce permite o urmărire mai uşoară a expunerii.

Deşi mai puţin dezvoltat decît în trecut, capitolul cuprinde şi o expunere numerică a unui anteproiect de reglare. Din păcate nu se întrebuinţează un regulator de tip unificat. Pare de asemenea surprinzător că autorul, care a făcut în fiecare nouă ediţie loc pentru dezvoltările semnificative intervenite în automatică, a păstrat în expunerea „Alegerea caracteristicilor regulatorului", problemă fundamentală în practică, aproape acelaşi text ca în prima ediţie.

Capitolul următor tratează despre sisteme de reglare cu mărimi şi circuite multiple. Acest capitol este deosebit de important pentru practică şi expunerea problemelor este foarte clară şi completă.

— Sistemele de reglare neliniare (37 pag.) sînt expuse în liniile lor generale. De observat că se dau indicaţii pentru alegerea regulatoarelor PID, pentru cazul cînd procesul are o structură neliniară.

— Capitolul „Automatizări numerice" (58 pag.) cuprinde informaţii fundamentale asupra elementelor şi ansamblurilor (calculatoare) numerice cu care se realizează asemenea automatizări în circuit închis sau secvenţiale. Textul constituie o excelentă prezentare a acestui domeniu nou al automaticii, destinat inginerilor. Aceleaşi caracteristici le are şi capitolul „Modelarea instalaţiilor automate".

— Ultimul capitol tratează despre problemele generale ale sistemelor optimale, dînd unele exemple din acest domeniu modern şi în plină dezvoltare.

Deşi această nouă ediţie nu introduce schimbări esenţiale, autorul a continuat să perfecţioneze numeroase părţi, introducînd în general exemple practice mai numeroase sau adăugînd capitole care reprezintă tendinţele actuale ale automaticii.

I. Papadache

K. G. Samofalov. **Calculatoare.** Kiev, Editura de stat pentru literatură tehnică a R.S.S.U., 1963, 263 p., 84 fig., 99 ref. bibl.

Literatura privind calculatoarele electronice este foarte bogată. Lucrarea de faţă reuşeşte totuşi să se impună printr-o tratare originală, în special a unora dintre problemele privind calculatoarele digitale. Toate problemele tratate sînt însă interesante şi edifică pe cititor asupra posibilităţilor pe care le oferă tehnica actuală a calculatoarelor electronice.

În prima parte a lucrării se prezintă o clasificare generală a calculatoarelor electronice, după care se expun principiile de rezolvare ale unei aceleiaşi probleme, atît cu ajutorul modelelor, cît şi cu ajutorul calculatoarelor digitale. În modul acesta, chiar de la început autorul este condus la introducerea noţiunilor de programare a calculatoarelor digitale, cu tot ceea ce implică această noţiune. Autorul dă chiar programul efectiv de integrare a unei ecuaţii diferenţiale neliniare.

În capitolul al doilea se studiază calculatoarele analogice şi, în legătură cu aceasta, se dau unele noţiuni generale. Problema este reluată în capitolul al treilea, rezervat generatoarelor funcţionale cu diode.

Capitolul al patrulea prezintă un studiu amănunţit şi interesant al generatoarelor funcţionale electronooptice. Se studiază schema de principiu şi calitatea aproximaţiei realizate. Se studiază, de asemenea, unele probleme privind stabilitatea acestor generatoare.

Amplificatoarele operaţionale formează obiectul celui de-al cincilea capitol, în care se studiază circuitele de însumare, de integrare şi erorile corespunzătoare. Se determină impedanţele de intrare şi ieşire ale sistemului şi se dau unele principii constructive privind astfel de sisteme.

Problema amplificatoarelor operaţionale cu tranzistoare formează obiectul capitolului al şaptelea.

Dispozitivele de înmulţire şi împărţire sînt tratate în capitolul al optulea.

După cum rezultă din expunerea făcută, lucrarea tratează în special unele probleme ale calculatoarelor analogice, însă ea poate fi studiată cu folos de toţi aceia care se interesează de problemele utilizării calculatoarelor electronice. De asemenea, ea este utilă automatiştilor.

E. Nicolau

F. H. George. **Creierul ca un calculator.** Oxford—Londra—New York—Paris, Pergamon Press. Moscova, I. L., 1963, 528 p. 69 fig., 409 ref. bibl.

Lucrarea de faţă reprezintă efortul actual al cibernetic-ienilor de a explica funcţionarea sistemului nervos prin compararea sa cu dispozitive tehnice, în special cu calculatoare electronice. Autorul acestei cărţi lucrează la Catedra de psihologie a Universităţii din Bristol, iar ediţia rusă apare sub redacţia şi cu prefaţa cunoscutului fiziolog prof. P. K. Anohin, membru al Academiei de Ştiinţe Medicale a Uniunii Sovietice.

Tema principală a cărţii este aceea a modelării proceselor vitale şi, în special, a creierului. Dintr-un punct de vedere ea reprezintă o continuare a cărţii lui Ashby, „Design for a Brain" (lucrare tradusă şi în limba rusă).

Lucrarea lui F. H. George este formată din 12 capitole, urmate de un comentariu.

În primul capitol se face o introducere în materie, capitolul 2 expunînd cîteva din problemele de bază ale ciberneticii.

După cîteva scurte consideraţii istorice se prezintă sistemul de enumerare în baza 2, principiul reprezentării informaţiei cu ajutorul benzilor şi al cartelelor perforate, sisteme basculante, operatori logici, legătura dintre neurofiziologie şi cibernetică şi, foarte pe scurt, cîteva date în legătură cu teoria comunicaţiilor, entropie, limbă, sintaxă, semantică şi pragmatică, capitolul încheindu-se cu cîteva informări succinte asupra automatelor.

Din însăşi această enumerare rezultă marele cîmp abordat de autor, dar totodată şi nivelul elementar al tratării, fiecare paragraf al acestui capitol reprezentînd de fapt volume întregi elaborate la nivel înalt.

Capitolul 3 se intitulează „Filozofie, metodologie şi cibernetică" şi expune în principal unele noţiuni privind teoria modelării, logica matematică, maşina Turing şi alte probleme conexe.

Capitolul 4 se ocupă de automate finite, expunînd printre altele modele cunoscute, cum ar fi Machina Speculatrix, homeostatul, şoarecele lui Shannon etc.

Capitolul 5 abordează problema reţelelor logice, pentru ca în capitolul 6 să se expună problemele modelării procesului de învăţare, cu ajutorul calculatoarelor electronice. Problemele psihologice ale învăţării formează obiectul capitolului 7, capitol de mare întindere.

Capitolul 8 abordează studiul sistemului nervos, expunîndu-se cîteva din cunoştinţele elementare privind structura neuronului şi a creierului.

Unele teorii şi modele privind sistemele nervoase sînt expuse în capitolul 9.

În celelalte capitole se prezintă unele chestiuni legate de comportament, ultimul capitol — al 12-lea — cuprinzînd de fapt concluziile cărţii.

Un număr de comentarii privind chestiunile expuse în carte sînt anexate.

Lucrarea nu este la un nivel înalt, însă pune la îndemîna cititorului o informare de ansamblu utilă, referitoare, în special, la modelarea activităţii nervoase superioare.

E. Nicolau

DOCUMENTARE

Gallet, F. **Caracteristicile generale şi perspectivele de evoluţie ale memoriilor numerice.** În: L'Onde électrique **44**, nr. 442, ian. 1964, p. 90—96.

Sînt trecute în revistă diferitele tipuri de memorii utilizate pentru înmagazinarea informaţiei sub formă numerică şi sînt definite principalele caracteristici care permit o clasificare a memoriilor: capacitatea, modul de acces, timpul de acces, modul de organizare. Se insistă, în special, pe problemele de organizare şi de selecţie, care sînt puse de memoriile cu mare capacitate.

În continuare sînt expuse performanţele actuale ale memoriilor utilizînd elemente de comutaţie statice. Se precizează necesitatea creşterii capacităţii şi se analizează din acest punct de vedere tipurile actuale de memorii şi cele în curs de dezvoltare.

Zoberman, S. **Utilizarea metodelor accelerate pentru încercarea fiabilităţii.** În: L'Onde électrique **44**, nr. 442, ian. 1964, p. 47—50.

Siguranţa în funcţionare este una din caracteristicile cele mai importante ale elementelor active sau pasive utilizate în schemele electronice complexe de tipul calculatoarelor electronice, ca în cazul aparaturii de la bordul sateliţilor şi al aparaturii de reglaj automat al unor procese periculoase. Ridicarea continuă a calităţii dispozitivelor electronice actuale face ca încercările în condiţiile normale de funcţionare să fie inutilizabile datorită unei prea mari durate. În articol este prezentată o metodă de testare accelerată pentru verificarea dispozitivelor semiconductoare bazată pe menţinerea unuia din parametrii funcţionali (temperatura de funcţionare) în condiţii mai dificile decît în exploatarea normală. Este expusă o metodă experimentală de a stabili o funcţie de fiabilitate care exprimă legătura dintre procentul deşeurilor şi intensitatea parametrului de accelerare, utilizînd tehnica constrîngerilor succesive.

Sînt prezentate, de asemenea, rezultatele obţinute la testarea unor dispozitive avînd cîtimea de deşeuri de ordinul 10^{-7}.

Le Méé, J. **Teoria elementară a alcatronului.** În: L'Onde électrique **44**, nr. 442, ian 1964, p. 51—60.

Efectul de cîmp suscită în prezent un viu interes. Alcatronul este un dispozitiv cu efect de cîmp cu simetrie de revoluţie, de tip tetrodă, avînd două grile de comandă.

În articol este stabilită o teorie elementară a alcatronului pentru cazul unei mobilităţi constante a purtătorilor de sarcină şi sub rezerva unor ipoteze simplificatoare precizate amănunţit. Se studiază cazul cînd cele două grile sînt legate împreună, apoi cazul grilelor independente.

Pentru ambele cazuri se stabilesc expresiile analitice ale principalilor parametri: tensiunea de maxim a curentului, rezistenţa, curentul, cîmpul, forma canalului, panta, conductanţa dinamică, limita de frecvenţă.

Dutilloeil, J. şi Foureau, A. **Comparaţie între diferitele tipuri de amplificatoare de curent continuu tranzistorizate şi aplicaţiile lor în industrie.** În: Revue H. F. **5**, nr. 12, 1963, p. 424—436.

În articol este discutată problema realizării unor amplificatoare de curent continuu tranzistorizate, care să aibă o impedanţă mare de intrare şi o derivă redusă.

Se arată că pentru a satisface simultan aceste două cerinţe contradictorii sînt posibile în prezent două metode: amplificarea cu cuplaj direct şi amplificarea unui semnal alternativ făcut proporţional cu semnalul continuu prin intermediul unui modulator, sistemul fiind urmat de un demodulator.

Sînt prezentate variantele constructive ale etajelor componente ale amplificatoarelor bazate pe cele două metode şi se compară rezultatele la care se poate ajunge în prezent, stabilindu-se următoarea tabelă ce cuprinde caracteristicile lor uzuale.

Tabela 1

	Amplificator cu legătură directă	Amplificator cu modulare-demodulare
Deriva	0,2—10 mV/°C	5—500 μV/°C
Banda de trecere	0 — cîteva zeci de kHz	0 — cîteva zeci de Hz
Zgomot	spectru larg	spectru limitat la frecvenţa de modulaţie
Preţul de cost	redus	ridicat

Sînt prezentate mai multe amplificatoare construite şi studiate de autori.

În a doua parte a articolului este tratată problema amplificatoarelor de măsură. Sînt examinate diferitele procedee pentru reducerea semnalelor parazite care apar în aceste tipuri de amplificatoare. Ca exemplu sînt studiate circuitele diferenţiale avînd factorul de rejecţie la atacul comun al intrărilor ridicat, de ordinul 120 dB.

Guenin, J. **Aplicaţiile calculatoarelor electronice în industria petrolului.** În: La technique moderne, nr. 4, 1964.

Autorul face o expunere de sinteză asupra aplicării calculatoarelor în: gestiunea administrativă, calcule tehnice şi ştiinţifice, comanda proceselor de producţie şi în probleme operaţionale. Prima aplicare se referă la gestiunea administrativă a personalului, gestiunea comenzilor şi livrărilor, cum şi gestiunea contabilă. Avantajele obţinute au provenit din: economii de personal, obţinere mai rapidă a informaţiilor şi a documentelor de gestiune, o gestiune mai eficientă datorită posibilităţii introducerii metodelor ştiinţifice în ce priveşte, în special, aprovizionarea stocurilor.

Avantajele aplicării calculatoarelor în calcule tehnice şi ştiinţifice sînt de două categorii: posibilitatea de a merge la precizii mai mari şi de a examina un mare număr de soluţii şi, în altă ordine, posibilitatea de a întreprinde calcule care, din cauza marei cantităţi, nu sînt posibile cu alte mijloace.

Se examinează, de asemenea, un caz schematic de conducere a procesului dintr-o coloană cu ajutorul unui calculator.

Conducerea operaţională în industria petrolieră pare să fie la ora actuală domeniul cel mai interesant pentru calculatoare. În articol se dau cîteva indicaţii asupra acestei întrebuinţări cu ajutorul unei scheme simplificate.

Florine, I. **Introducere în determinarea optimală a funcţiilor logice.** În: Revue A, nr. 2, 1964.

În prima parte se precizează diferenţa esenţială care există între simplificarea unei funcţii logice dată complet definită şi sinteza optimală a sistemelor logice trebuind să îndeplinească unele condiţii impuse. Autorul arată prin comparaţie performanţele obţinute aplicînd diferite metode de sinteză existente cu ajutorul calculatoarelor universale şi cu calculatoare specializate.

În partea a doua se expune metoda prin care o problemă logică secvenţială se poate transforma într-o problemă echivalentă combinatorie. Diferitele etape ale procesului de sinteză a sistemelor secvenţiale sînt prezentate cu scopul de a pune în evidenţă cercetările de optimizare.

Articolul este destinat celor puţin familiarizaţi cu tehnica sintezei maşinilor logice.

Heer, H. J. **Sisteme cu siguranţă industriale pe bază de redondanţă.** În : Revue A, nr. 2, 1964.

Îmbunătăţirea siguranţei în funcţionare a sistemelor industriale pe bază de redondanţă este o problemă la ordinea zilei în legătură cu progresul tehnic al sistemelor complexe.

Redondanţa poate prezenta de asemenea avantaje şi chiar să reducă costul investiţiilor în sistemele de protecţie.

Autorul estimează avantajele şi inconvenientele diferitelor circuite cu redondanţă atît din punct de vedere tehnic, cît şi economic. Concluziile se bazează pe consideraţii probabilistice în cîteva cazuri simple şi indică considerentele care trebuie avute în vedere în asemenea cazuri în practică.

Beretze, R. **Probleme ale adaptării şi utilizării ordinatoarelor industriale.** În : Mesures, régulation, automatisme, nr. 2, 1964.

După o expunere generală a introducerii calculatoarelor în conducerea directă a proceselor industriale se examinează amănunţit problemele care apar în asemenea aplicaţii datorită cuantificării semnalelor. În acest scop se studiază aspectul pe care-l capătă, într-un sistem de reglare numerică, echivalentul unei reglări de tip PID, în legătură cu perioada T de testare a semnalelor. Această perioadă de testare prezintă un optim care variază de la un sistem de reglare la altul. În continuare se studiază amănunţit metodele şi limitările conversiunii semnalelor analog-numerică. În construcţia acestor aparate se stabileşte un compromis între precizie şi rapiditate; de exemplu, cu o precizie de 1 ‰ se merge la o viteză de comutaţie de 50 puncte pe secundă, în timp ce la o viteză de 500 puncte pe secundă covertorul are o precizie de aproximativ 1 %.

Zelazny, M. **Diagrame funcţionale ale regulatoarelor pneumatice.** În : Mesures, régulation, automatisme, nr. 2, 1964.

În articol se stabileşte descrierea matematică a unor regulatoare pneumatice de tip PID de fabricaţie europeană, binecunoscute. Se descriu caracteristicile constructive ale acestor regulatoare şi apoi se stabileşte relaţia care dă mărimea de comandă în funcţie de mărimea de acţionare. Se examinează amănunţit relaţiile între diferitele mărimi şi aproximaţiile care se fac pentru a se ajunge la caracteristicile unui regulator PID tip. Problemele constructive sînt amănunţit examinate din punctul de vedere al influenţei lor asupra funcţiei de transfer a regulatorului. Sînt examinate regulatoare bazate pe echilibru de forţe (cu membrane) şi regulatoare bazate pe ansamblul paletă-ajutaj. Articolul, în ansamblu interesant, ar fi cîştigat dacă autorul ar fi examinat în acelaşi fel şi alte regulatoare pneumatice cu reputaţie mondială din S.U.A., Anglia, Franţa etc.

Gall, J. **Comutaţia statică de putere.** În : Électronique industrielle, nr. 74, 1964, p. 210—213.

Se arată tendinţa modernă de a folosi pentru comutarea de putere dispozitive electronice, în special tiratroane cu siliciu (tiristoare). Se descriu fenomenele fizice pe care se bazează funcţionarea unui astfel de dispozitiv. În privinţa puterii comutate, tensiunii de alimentare şi puterii minime necesare pentru declanşare, tiristoarele sînt superioare tranzistoarelor în regim de comutaţie. Parametrii caracteristici ai unui tiristor sînt : tensiunea şi curentul de comandă, tensiunea anod-catod, curentul prin dispozitiv, timpul de excitare şi de dezexcitare. Se arată măsurile ce trebuie luate pentru protejarea dispozitivului. Cu ajutorul tiristoarelor se pot realiza : circuite logice, elemente de comutaţie, relee statice bistabile, relee statice integrale etc. Se folosesc la comanda becurilor sau sarcinilor ohmice de putere, releelor, selectoarelor şi contactoarelor, numărătoarelor mecanice, maşinilor de scris electrice, motoarelor de c.c. etc.

Litigio, G. şi Scoartecci, V. **Realizarea unei mai mari precizii în cîntărirea continuă, important factor pentru automatizarea uzinelor.** În : Automazione e strumentazione, nr. 5, 1964.

Articolul se ocupă la început de problemele de măsurare a greutăţii, în special în procesele siderurgice. Exigenţele acestei măsurări au crescut în ultimul timp, o dată cu dezvoltarea automatizărilor. Sînt apoi expuse principiile generale ale cîntăririi continue pentru greutăţi concentrate, greutăţi uniform sau neuniform distribuite. Perturbaţiile şi erorile provin în asemenea instalaţii din variaţii ale constantelor constructive, măsurări neprecise ale vitezei, suprafeţe de rulare care nu sînt plane, lipsa de precizie în ce priveşte regimul dinamic al cîntăririi. În general, precizia acestei cîntăriri este de 0,5 %—1 %. Pentru aceste tipuri de erori sînt dispozitive compensatoare care sînt descrise amănunţit.

Gunthev, J. şi Schimko, O. **Aparat înregistrator pentru un traductor de temperatură.** În : Automatisierung Zmsr., nr. 12, 1963, p. 531—532.

La VEB Messgerätewerk Quedlinburg s-a elaborat un aparat înregistrator pentru controlul şi ajustarea traductoarelor de temperatură pentru frigidere.

Aparatul înregistrează simultan valorile provenite de la 64 elemente. Toate aceste elemente sînt conectate în paralel, iar fiecare traductor este inseriat cu dispozitivul de scris funcţionînd pe principiul unei punţi echilibrate.

Funcţionarea traductoarelor de temperatură a putut fi îmbunătăţită prin schimbarea principiului verificării pentru determinarea presiunii de contact. Rezistenţa de trecere a contactului care condiţionează funcţionarea aparatului se limitează la sarcina nominală la o scădere de tensiune de 50 mV. S-a prelucrat şi o metodă vizuală de control folosind un oscilograf catodic.

Tensiunea de alimentare trebuie stabilizată, iar conductoarele de legătură trebuie să fie cît mai scurte şi cu secţiune cît mai mare pentru a nu avea influenţe dăunătoare ale inductanţelor parazite.

Luhmann, G. V. **Exemple de măsurare a căldurii în industrie.** În : Automatisierung Zmsr., nr. 12, 1963, p. 526—530.

Sînt descrise instalaţiile de măsură pentru energia calorică a apei fierbinţi, instalaţii de măsură a temperaturii, şi anume : un montaj în punte cu alimentarea în curent constant şi o altă punte în tensiune constantă.

Pentru măsurări de temperatură care necesită o energie mai mare sînt adecvate doar termometrele cu rezistenţă, iar pentru liniaritatea mărimii de ieşire este indicat să se corecteze două termometre duble cu rezistenţă, care să fie alimentate cu un curent constant. Dacă acest deziderat nu se poate realiza, atunci se poate folosi o punte normală, dar cele două rezistenţe adiţionale ale ei trebuie alese în aşa fel ca suma variaţiilor posibile de rezistenţă ale ambelor termometre cu rezistenţă să fie foarte mică în raport cu mărimea rezistenţei punţii. Cînd condiţiile de precizie nu sînt atît de stricte, pot fi folosite ca traductoare de temperatură două termoelemente conectate în opoziţie.

Sînt date cîteva exemple de instalaţii de măsurare a temperaturii cu aparate UEB şi MAW—Magdeburg.

Pick, G. G., Gray, S. B. şi Brick, D. B. **Un nou element de calculator — reţeaua solenoidală.** În : IEEE Transactions on electronic computers, nr. 1, 1964.

Se prezintă un nou sistem de memorie semipermanentă, care poate fi folosită fie ca un calculator rapid, fie ca o memorie rapidă.

Ea se compune dintr-o reţea de bobine lungi şi subţiri, dispuse perpendicular pe un plan care conţine circuite imprimate cuplate magnetic cu bobinele.

Datele sînt memorizate pe plane datorită circuitelor care înconjoară sau nu solenoizii. Introducerea datelor se face automat, trecînd planele printr-un dispozitiv care întrerupe căile de circuit nedorite.

În funcţie de aplicaţia pentru care urmează a fi folosit, sistemul este comandat prin plane sau solenoizi. Planele pot fi folosite individual sau în grupe de maximum 2 000. Astfel pot fi corelate pînă la 2 000 de eşantioane ale unui semnal de fluctuaţii cuantificat. Corelarea se face comandînd sistemul prin solenoizi, timpul de corelaţie fiind în sistemul realizat mai mic de 3 μs. În fiecare plan sînt stocaţi 1 482 biţi.

Dacă sistemul e folosit ca memorie se pot comanda fie solenoizii, fie planele. Ciclul memoriei este de aproximativ 1 μs. Limita superioară a capacităţii de memorizare a unui modul este aproximativ 10^7 biţi.

Wallace, C. S. **O sugestie pentru un multiplicator rapid.** În: IEEE Transactions on electronic computers, nr. 1, 1964.

Calculatoarele moderne consumă foarte mult timp pentru înmulţiri şi împărţiri. Se arată în articol că creşterea investiţiilor, special, în scopul realizării înmulţirii şi împărţirii poate duce la economii pe ansamblul maşinii, în primul rînd datorită creşterii vitezei acesteia.

Schema care se propune (cu diode şi tranzistoare) execută înmulţirea într-o singură treaptă, folosind logica combinaţională.

Echipamentul multiplicatorului se dovedeşte a fi foarte complex (aproximativ 10% din tabela de elemente ale unui calculator modern de capacitate foarte mare). Costul său creşte cu pătratul lungimii cuvîntului, iar timpul de înmulţire, cu logaritmul lui.

Viteza însă se dovedeşte a fi aproximativ de 4 ori mai mare decît cea a sistemelor clasice. Se pot face înmulţiri în mai puţin de 1 μs (pentru cuvinte cu 40 biţi) şi împărţiri în 3 μs (la aceeaşi lungime a cuvîntului).

Chow, T. E. K. şi Davies, A. C. **Sinteza generatoarelor de cod ciclic.** În: Electronic engineering **36**, nr. 434, aprilie 1964, p. 253—259.

Se prezintă avantajele care le au, pentru divizarea frecvenţei şi generarea de coduri, registrele de deplasare cu reacţie faţă de numărătoarele binare binecunoscute. Acestea din urmă au ca element de bază circuitul bistabil care divizează cu doi, astfel că se poate uşor obţine o diviziune cu o putere a lui doi, iar printr-o reacţie potrivită, o diviziune cu orice număr. Fiecare etaj introduce o întîrziere. Varietatea formelor de undă ce pot fi generate este limitată. Registrele de deplasare cu reacţie se compun dintr-un registru cu un număr de etaje şi un bloc logic de reacţie care determină valoarea informaţiei (1 sau 0) introdusă în primul etaj. Timpul de lucru este în esenţă timpul de comutare a unui singur etaj. Sînt date metodele de proiectare a registrelor de deplasare cu reacţie şi este propusă o nouă metodă. Această metodă permite şi proiectarea unor circuite mai generale decît registrele cu reacţie, cu un larg cîmp de aplicaţii. În afară de divizarea frecvenţei şi numărare, aceste circuite au fost utilizate la generarea directă a semnalelor modulate în cod de impulsuri pentru încercarea receptoarelor modulate în cod de impulsuri şi la generarea formelor de undă avînd o distribuţie de spectru oarecare.

Rogers, J. şi King, J. **Logica magnetică.** În: Electronics **37**, nr. 17, iunie 1964, p. 40—47.

Se descriu circuitele logice cu elemente magnetice folosite în maşinile de calcul. Miezul magnetic cu ciclu de histerezis dreptunghiular este în esenţă un element cu două stări stabile. Starea elementului nu poate fi citită fără distrugerea informaţiei. Principalul avantaj al elementelor magnetice este siguranţa lor în funcţionare. Alte avantaje sînt: costul redus, rezistenţa la radiaţii şi temperatură. Dificultăţile de utilizare sînt, în special, legate de variaţia şi dispersia parametrilor materialelor magnetice. Se foloseşte obişnuit o logică de blocare care elimină influenţele caracteristicilor elementului magnetic. Pe baza acestora se pot construi toate funcţiunile logice necesare. Extinderea acestei logici o reprezintă logica de blocare cu patru faze. Această logică cere un număr mare de surse de curent. În proiectare trebuie ţinut seamă de toleranţele care apar la curentul de comandă, timpul de comutare a miezului şi sarcină. Se analizează schema şi funcţionarea unui registru de logică cu patru faze care necesită o succesiune de 24 impulsuri de citire şi 24 impulsuri de înscriere.

CRONICĂ

NUCLEX 66

Prima expoziţie internaţională a industriei nucleare 8—14 septembrie 1966 (Bâle — Elveţia)

Stadiul realizărilor industriale în domeniul energiei nucleare a fost atins mai repede decît era prevăzut.

Numărul centralelor nucleare în exploatare sau în construcţie este în continuă creştere în lumea întreagă.

Progresul dezvoltării tehnice, cum şi rezultatele obţinute prin exploatarea centralelor nucleare, demonstrează că energia nucleară va concura cu celelalte forme de energie în anul 1966.

Producţia industrială de centrale nucleare deschide perspective deosebit de interesante pentru multe sectoare industriale, nu numai pe plan nuclear propriu-zis, ci, în egală măsură, şi în numeroase alte domenii.

Se apreciază că pînă la data cînd va avea loc prima expoziţie internaţională a industriei nucleare (între 8 şi 14 septembrie 1966, la Bâle, în Elveţia), se va înregistra — în dezvoltarea energiei nucleare — o radicală schimbare.

Pînă în prezent au avut loc numeroase expuneri cu caracter pur ştiinţific şi s-au prezentat, sporadic, realizările nucleare în cadrul unor expoziţii care nu erau de domeniul nuclear.

NUCLEX 66 va constitui prima manifestare cu caracter comercial, înglobînd, într-un cadru universal, toate ramurile industriei nucleare.

Alături de construcţia reactoarelor propriu-zise, de materialele, maşinile şi accesoriile necesare construcţiilor clădirilor, de protecţia împotriva radiaţiilor, vor fi, de asemenea, reprezentate echipamentul de laborator, tratamentul deşeurilor radioactive, acceleratorii de particule cu accesoriile lor, prospectarea şi extragerea uraniului, cum şi utilizarea calculatoarelor electronice şi a altor dispozitive pentru cercetarea, dezvoltarea şi formarea de specialişti.

Sondajele efectuate pînă în prezent arată un interes considerabil pentru prima expoziţie internaţională a industriilor nucleare — NUCLEX 66.

Congresul (cu expoziţie) de Automatizare şi Aparatură
19—25 noiembrie 1964, Milano

Această manifestare, care se desfăşoară cu regularitate în Italia, organizată de Consiliul Naţional al Cercetării Ştiinţifice (Consiglio Nazionale delle Ricerche), va avea loc la Milano între 19 şi 25 noiembrie 1964.

Congresul cu expoziţie, care va fi o întîlnire a tehnicienilor şi fabricanţilor din toate ţările lumii, va constitui o vastă panoramă a realizărilor industriale în domeniul automatizării şi aparaturii atît din Italia, cît şi din celelalte ţări ale lumii.

Programul congresului, cum şi tematica expoziţiei, vor acoperi următoarele domenii:

— Aparatura;
— Aplicarea diverselor aparate la comanda instalaţiilor industriale;
— Tratarea automată a informaţiei;
— Noi procedee de automatizare a analizelor fizice şi chimice. Procedee de analiză continuă;
— Comanda şi optimalizarea proceselor industriale cu ajutorul calculatoarelor.

Congresul şi expoziţia se vor desfăşura în acelaşi timp.

Realizările în domeniul automaticii şi aparaturii, la fel ca şi principiile lor, vor fi ilustrate în timpul congresului şi expoziţiei prin conferinţe tehnice organizate de către firmele exponatoare.

Al 4-lea Congres Internaţional de Cibernetică
19—23 octombrie 1964, Namur

Între 19 şi 23 octombrie 1964, Asociaţia Internaţională de Cibernetică organizează la Namur (Belgia) al 4-lea Congres Internaţional de Cibernetică. Lucrările congresului se vor desfăşura în cinci secţii, după cum urmează:

1. Principiile şi metodele ciberneticii;
2. Maşini semantice;
3. Aspecte tehnice ale automatizării;
4. Aspecte economice şi sociale ale automatizării;
5. Cibernetica şi viaţa.

Persoanele care doresc să participe la lucrările acestui congres sau doresc să prezinte comunicări sînt rugate să facă cunoscut din timp forma de participare, indicînd secţia şi eventual titlul lucrării.

Dreptul de înscriere la congres este fixat la 400 fr. belgieni pentru membrii asociaţiei şi la 800 fr. pentru nemembri. Autorii comunicărilor nu plătesc aceste taxe.

Corespondenţa se va adresa la secretariatul asociaţiei:

„Palais des Expositions — Place André Rijckmans — Namur" (Belgia).

Expoziţia industrială iugoslavă, Bucureşti, 1964

Anul acesta, la sfîrşitul lunii iulie şi începutul lunii august, capitala ţării noastre a găzduit în sala sporturilor „Floreasca" expoziţia industrială a Republicii Socialiste Federative Iugoslavia.

Pe o suprafaţă de peste 1 800 m^2 (1 200 m^2 teren acoperit, iar 600 m^2 aer liber) au fost prezentate peste 2 500 exponate produse de către 18 întreprinderi de comerţ exterior.

Vizitatorii expoziţiei au fost plăcut impresionaţi de calitatea şi marea varietate a produselor prezentate de industria iugoslavă, expresie a rezultatelor importante obţinute de popoarele iugoslave în dezvoltarea industrială a ţării.

Dintre exponatele care ne-au interesat mai mult amintim cîteva produse ale industriei construcţiilor de maşini ca: freze universale, maşini de polizat şi lustruit, maşini de rabotat prin copiere, diferite utilaje folosite în industria de prelucrare a lemnului sau în industria alimentară.

Industriei electrotehnice i s-a acordat de asemenea o atenţie deosebită, produsele sale ocupînd o bună parte din expoziţie. Astfel, au fost prezentate diverse tipuri de maşini şi aparate de uz casnic (maşini de gătit, maşini de spălat şi uscat rufe, frigidere), o întreagă gamă de radioreceptoare şi televizoare, instrumente de măsură electronice, aparate telefonice, maşini de calculat etc. Au mai fost prezentate produse ale industriei uşoare şi alimentare.

Expoziţia industrială iugoslavă s-a bucurat de aprecierea vizitatorilor romîni şi a contribuit la întărirea relaţiilor de prietenie şi colaborare între cele două ţări prietene vecine R. P. Romînă şi R.S.F. Iugoslavia.

Tîrgul internaţional de la Leipzig
6—13 septembrie 1964

Tîrgul de toamnă de la Leipzig (1964), organizat în spiritul tradiţiei celor 799 de tîrguri internaţionale care au avut loc în acest centru al comerţului internaţional, s-a caracterizat prin a fi un tîrg al industriei bunurilor de larg consum.

În ajunul celei de a 800-a aniversări a tîrgului care se va sărbători între 28 februarie şi 9 martie 1965, Leipzigul a întrunit, între 6 şi 13 septembrie 1964, reprezentanţii firmelor industriale şi comerciale, specialişti şi ziarişti din întreaga lume.

Acest tîrg a cuprins 6 500 de exponate din peste 50 de ţări pe o suprafaţă de 120 000 m^2. Statele socialiste şi capitaliste au fost reprezentate prin produsele lor aproape în fiecare din cele 30 de grupe de articole ale tîrgului.

În afara produselor industriei bunurilor de larg consum, la acest tîrg au mai fost expuse articole din diversele domenii ale producţiei tehnice, ca: maşini de birou, aparate fotografice, articole electrotehnice şi electronice.

Ţările socialiste au ocupat o mare parte din suprafaţa tîrgului printr-un număr mare şi foarte variat de produse industriale.

Uniunea Sovietică, R. S. Cehoslovacă, R. P. Polonă, R.S.F. Iugoslavă, R. P. Ungară şi ţara noastră au prezentat un mare număr de produse ale industriei textile, alimentare, bunuri de larg consum, instrumente muzicale, articole de sport, aparate electrice de uz casnic cu cele mai variate utilizări.

Republica Cuba a participat pentru prima oară cu expoziţii de grupe de articole, cu produse alimentare, bunuri de larg consum şi alte produse agricole.

Din Republica Populară Romînă au fost prezenţi la Tîrgul de la Leipzig din toamna acestui an, repre-

zentanţi ai unităţilor de comerţ exterior „Prodexport", „Fructexport", „Cartimex", „Exportlemn", „Maşinimport" etc.

Ţara noastră a fost reprezentată prin două birouri de informaţii care au fost zilnic vizitate de un mare număr de participanţi.

Şi ţările capitaliste ale Europei, ca Suedia, Finlanda, Danemarca, Franţa, Olanda, Italia etc., au participat la Tîrgul de la Leipzig cu produse ale industriei alimentare, textile, farmaceutice, articole din porţelan, ceramică, articole cosmetice etc.

Anglia a prezentat un mare volum de produse ale industriei textile, bunuri de larg consum şi instrumente muzicale.

În cadrul Tîrgului de la Leipzig, vizitatorii au avut ocazia să participe la circa 20 de conferinţe şi consfătuiri pe diverse teme tehnico-ştiinţifice şi economice de actualitate.

Peste 15 000 de tehnicieni, ingineri, oameni de ştiinţă şi reprezentanţi comerciali din ţările socialiste s-au întîlnit la Leipzig în toamna acestui an.

Au fost organizate de asemenea trei simpozioane în care s-au discutat probleme actuale tehnico-ştiinţifice, tehnologice şi de producţie.

Tîrgul de toamnă de la Leipzig a reflectat, prin conţinutul său, tendinţa de mecanizare, modernizare şi automatizare a tuturor ramurilor industriale din întreaga lume. Această competiţie internaţională a fost organizată, ca şi predecesoarea sa din primăvara acestui an, sub lozinca : „Progresul tehnic în slujba comerţului liber internaţional", şi a contribuit cu succes la lărgirea schimbului de experienţă şi a relaţiilor comerciale dintre ţările socialiste şi capitaliste, la încheierea de tratate comerciale reciproc avantajoase între state, dînd posibilitate comparării înaltului nivel tehnic şi calitativ la care au fost executate produsele diferitelor întreprinderi industriale din lumea întreagă.

Tîrgul internaţional de la Brno
6—20 septembrie 1964

Al şaselea Tîrg internaţional de mostre de la Brno a fost organizat anul acesta între 6 şi 20 septembrie, constituind, încă o dată, un bun prilej de trecere în revistă a succeselor înregistrate în ultimul timp de industriile ţărilor din întreaga lume.

În ultimii cinci ani, tîrgurile de la Brno au înregistrat succese tot mai mari. Grăitor este faptul că de la prima sa organizare (1959), pînă la aceea din acest an, numărul exponatelor a crescut de la 432 la peste 1 100.

Ţara noastră a avut noi contribuţii prin prezentarea realizărilor înregistrate în anul 1963 şi începutul anului 1964.

Scopul acestui tîrg a fost prezentarea produselor industriei construcţiilor de maşini cu cele mai noi realizări şi cele mai moderne produse.

Exponatele tîrgului au fost cuprinse în 12 grupe principale de produse în care articolele au fost grupate după destinaţia lor şi nu după provenienţă, ca la alte tîrguri internaţionale, oferindu-se în acest fel posibilitatea aprecierii juste a calităţii şi nivelului tehnic al aceloraşi produse prezentate de diferite ţări ale lumii.

Dintre acestea amintim cîteva grupe mai importante :

— maşini-unelte cu accesorii ;

— instalaţii energetice ;

— electrotehnica curenţilor tari, transformatoare, redresoare cu Si etc. ;

— aparate şi diverse alte produse electronice, dintre care 15% din volumul total au fost noutăţile realizate în acest domeniu. Au fost prezentate noutăţi în tehnica de măsurare în televiziune, în tehnica de măsurare de laborator, în telemăsurarea în construcţia de maşini şi automatizarea cu ajutorul electronicii şi semiconductoarelor. Au mai fost prezentate : un sistem de radioizotopi pentru măsurarea grosimii materialelor, folosit la laminoare, şi altul pentru măsurarea suprafeţelor şi înălţimilor, folosit în industria chimică şi metalurgică.

Ca şi la tîrgurile din anii trecuţi, Societatea cehoslovacă pentru ştiinţă şi tehnică a organizat, în colaborare cu administraţia tîrgului, un bogat program de activitate tehnico-ştiinţifică. Astfel, au fost organizate trei simpozioane, nouă zile profesionale industriale şi şapte zile pentru discutarea problemelor de specializare în agricultură.

Dintre problemele care au fost discutate la cele trei simpozioane ştiinţifice, amintim următoarele :

— maşinile de prelucrare a informaţiilor ;

— automatizarea şi mecanizarea instalaţiilor pentru apă.

Cu ocazia acestui tîrg a fost organizată la Brno cea de-a treia conferinţă internaţională a redactorilor presei tehnice. În această perioadă, Brno s-a transformat într-un centru al ziariştilor şi redactorilor presei tehnice din întreaga lume.

Cu acest prilej s-au prezentat numeroase conferinţe interesante, ca :

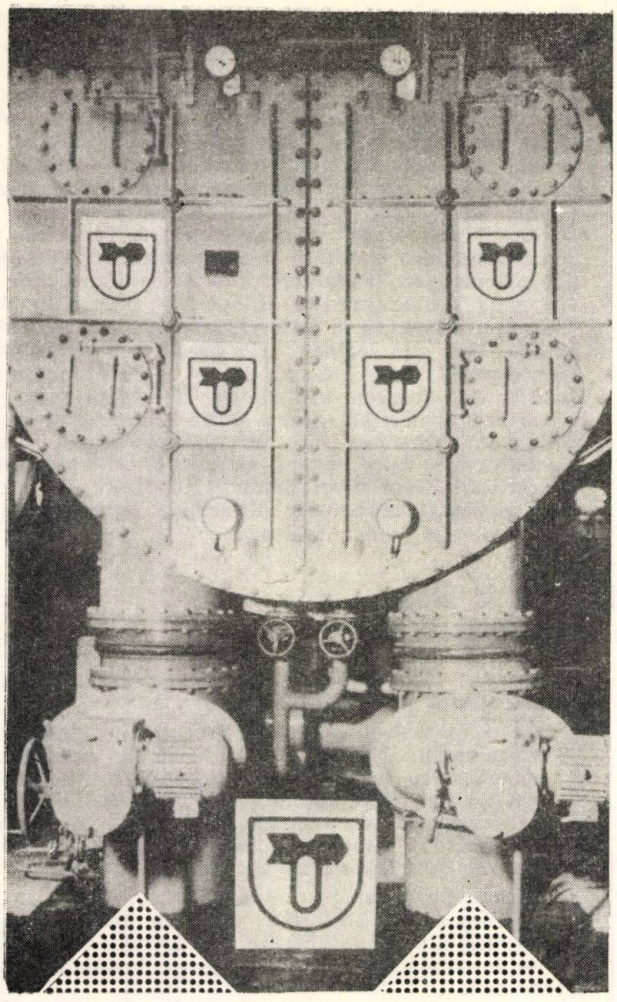
— forme de lucru în achiziţionarea noutăţilor tehnico-ştiinţifice şi de cercetare din ţară şi de peste hotare ;

— realizarea cît mai atractivă a revistelor, prin conţinut şi formă grafică ;

— eforturi în problema măririi numărului de cititori ai presei tehnice de specialitate.

Tîrgul de la Brno din toamna acestui an şi-a îndeplinit cu succes importanta sarcină de popularizare a progresului tehnic înregistrat în întreaga lume în domeniul industriei construcţiilor de maşini ; a oferit specialiştilor din toate ţările posibilitatea unui larg schimb de experienţă şi a înlesnit oamenilor de afaceri încheierea unui mare număr de contracte comerciale între state.

MŰSZAKI KÖNYV 1883



Comanda la distanță și reglajul automat al vanelor de închidere, de reglaj și de amestecare,

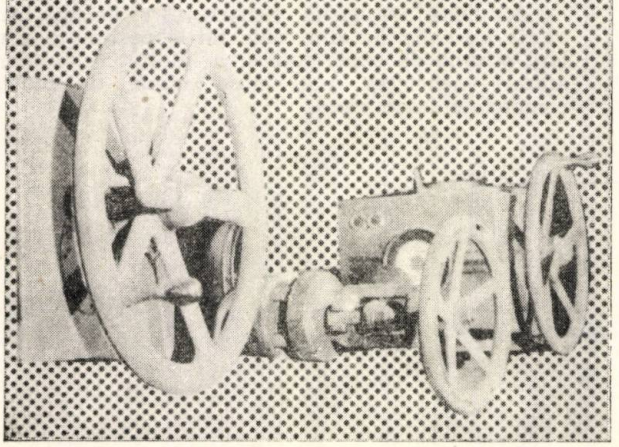
prin motoare electrice pe boghiuri

cu mișcare liniară
cu mișcare rotativă
cu mișcare de bielă manivelă

Importă: **TEHNOIMPORT,** str. Doamnei, nr. 5

KOVO

PRAGA — CEHOSLOVACIA



Abonați-vă

PE ANUL

1965

LA REVISTELE

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.501.22.001.2

ВАСИЛИУ, К.:

Условия физических возможностей осуществления дискретной передаточной функции, соответствующей пассивным сетям, концентрированными константами.

Automatica şi Electronica 8 (1964) n. 5, стр. 193–198

Устанавливаются необходимые и достаточные условия для того, чтобы функция (H) являлась функцией дискретной передачи, соответствующей линейной пассивной сети с концентрированными константами. Вместе с тем приводятся адекватные методы проверки выполнения этих условий рассматриваемой функцией.

ДК 621.398:621.376.56 : 622.242 : 662.69

ТУДОРОЮ, В. и БРАНА, К.:

Импульсное кодовое телемеханическое оборудование.

Automatica şi Electronica 8 (1964), n 5, стр. 198—205

Описывается импульская кодовое механическое оборудование, сконструированное авторами для дистанционного управления и измерения участка скважин газа метана.

ДК 621.314.671.1.025.4.001.2

САНДУ, Д:

Метод расчета памяти с помощью ферритов, основанных на эквивалентной цепи во время коммутации.

Automatica şi Electronica 8 (1964) n 5, стр. 205–211

Предлагается метод расчета памяти с помощью ферритов с линейной селекцией. Метод основан на эквивалентной цепи запоминающих и коммутационных колец. Метод может быть распространен и на другие типы запоминания.

ДК 537.311.33 :537.322.1 :621.56.002.2

ПОННЕР, И:

Изучение параллельной работы двух газотронов в многофазовой выпрямительной схеме.

Automatica şi Electronica 8 (1964), n. 5, стр. 211–219

В целях достижения оптимальных показателей в отношении нагрузки параллельных ламп и дополнительно терямой мощности в схеме, устанавливаются практичные формулы для расчета, с помощью которых представляется возможным определять значения установленных сопротивлений с каждым газотроном, необходимых для параллельного подключения этих ламп.

ДК 621.398.018.32 : 518.5

НОГЬ П., И БЕРЕЦКИЙ, Т.:

Конструирование микрохолодильника с выпускаемыми в Румынии полупроводниками.

Automatica şi Electronica 8 (1964) n. 5, стр. 219–225

Рассматриваются вопросы проектирования, конструирования и испытания модельного образца микрохолодильника с полупроводниками, выпускаемыми Научно-исследовательским центром Академии РНР и Клужским предприятием ,,Технофриг''.

ДК 621.398.018.32:518.5

СЫМБОТИН, К:

Важные аспекты новейших систем дистанционного управления.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5. стр. 225–230

Рассматриваются системы дистанционного управления в зависимости от способа работы соответствующего оборудования (циклического или прерывистого) в зависимости от того, могут ли деформации передаваемые данной станцией возвращаться на ту же станцию для их контроля (система с обратным или прямым каналом).

Приводятся основные характеристики новейших систем дистанционного управления, осуществленных в Румынии и за рубежом, отмечаются преимущества этих систем, достигаемые с помощью цифровой техники.

Новости 230–233
Рецензии 233–234
Документация 235–237
Хроника 237–239

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.501.22.001.2

VASILIU, C. :

Voraussetzungen der physikalischen Durchführbarkeit für die diskrete Übertragungsfunktion entsprechend der passiven Netze mit konzentrierten Konstanten.

Automatica şi Electronica 8(1964), H. 5, S. 193–198

Es werden die notwendigen und zulänglichen Voraussetzungen festgelegt damit eine Funktion H (z) eine diskrete Übertragungsfunktion entsprechend eines passiven linearen Netzes, mit konzentrierten Konstanten darstellt. Gleichzeitig werden die entsprechenden Verfahren angeführt, womit geprüft werden kann, ob eine gegebene Funktion diese Bedingungen erfüllt.

DK 621.398 :621.376.56 : 622.242: 662.69

TUDOROIU, V. und BRANA, C. :

Telemechanische Ausrüstung mit Impulscode.

Automatica şi Electronica 8 (1964) H. 5, S. 198–205

Es wird eine telemechanische Anlage mit Impulscode beschrieben die von den Verfassern für die Fernsteuerung und Fernmessung eines Erdgas-Feldes entwickelt wurde.

DK 518.5 :621.376.5 :.621.318.22

SANDU, D. :

Verfahren zur Berechnung des Ferritspeichers auf Grund des Äquivalenzkreises während der Schaltung.

Automatica şi Electronica 8(1964) H. 5, S. 205–211

Es wird ein Verfahren zur Berechnung des Ferritspeichers mit linearer Wahl vorgeschlagen. Das Verfahren fusst auf dem Äquivalenzkreis der Speicher-und Umschaltringe und kann auch bei den anderen Speichertypen angewandt werden.

DK 621.314.671.1.025.4.001.2.

PONNER, I. :

Studium der Arbeitsweise von zwei parallelgeschalteten gasgefüllten Gleichrichtern in einer mehrphasigen Gleichrichterschaltung.

Automatica şi Electronica 8(1964) H. 5, S. 211–219

Um eine bestmögliche Leistung im Bezug auf die Belastung von parallelgeschalteten Röhren und den zusätzlichen Kraftverlust in der Schaltung zu erzielen, werden leichtanwendbare Berechnungsrelationen aufgestellt, mit deren Hilfe die Werte der seriengeschalteten Widerstände jedes gasgefüllten Gleichrichters ermittelt werden können, Werte die für die Parallelschaltung dieser Röhren erförderlich sind.

DK 537.311.33 :537.322.1 : 621.56.002.2

NAGY, P. und BERECZKY, T. :

Der Bau einer Kleinkühlanlage mit in der RVR hergestellten Halbleitern.

Automatica şi Electronica 8(1964), H. 5, S. 219–225

Es werden die Probleme des Entwurfes, des Baues und der Experimentierung des Prototyps einer Kleinkühlanlage behandelt. Die Halbleiter, mit denen die Anlage bestückt ist, wurden im Zentrum für Metallurgieforschung der Akademie der RVR und dem Betrieb „Tehnofrig''-Cluj hergestellt.

DK 621.398.018.32 :518.5

SÎMBOTIN, C. :

Wichtige Aspekte der modernen Fernsteuerungssysteme.

Automatica şi Electronica 8(1964), H. 5, S. 225–230

Der Verfasser klassifiziert im vorliegenden Aufsatz die Fernsteuerungssysteme nach der Arbeitsweise der betreffenden Anlage (zyklisch oder intermittierend) und der Art und Weise, wie die übersetzte Deformationen von einer Stelle zurückkehren um kontrolliert zu werden (Steuerung mit Umkehrkanal oder Direktsteuerung). Es werden die wichtigsten Kenndaten einiger modernen Fernsteuerungssysteme aus dem In-und Ausland angeführt und die Vorteile der auf Grund der numerischen Technik entwickelten Systeme unterstrichen.

Neuheiten 230–233
Buchbesprechungen 233–234
Dokumentation 235–237
Chronik 237–239

SOMMAIRE

CD 621 – 501.22.001.2

VASILIU, C. :

Conditions pour réaliser physiquement la fonction de transfert discrète, qui correspond aux réseaux passifs, à constantes concentrées.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 5, p. 193–198

On établit les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'une fonction H (z) soit la fonction de transfert discrète correspondante à un réseau passif, linéaire, à constantes concentrées. On présente en même temps les méthodes qui servent à vérifier si une fonction donnée remplit ces conditions.

CD 621.398: 621.376.56 : 622.242 : 662.69

TUDOROIU, V. et BRANA, C. :

Équipement de télémécanique selon un code d'impulsions.

Automatica şi Electronica 8 (1964) no. 5, p. 198–205

On décrit un équipement de télémécanique selon un code d'impulsions, réalisé par les auteurs pour la télécommande et la télémesure d'un champ de sondes de méthane.

CD 518.5 :621.376.5 :621.318.22

SANDU, D. :

Méthode de calcul pour la mémoire à ferrites, basée sur le circuit équivalent durant la commutation.

Automatica şi Electronica 8 (1964) no. 5, p. 205–211

On propose une méthode de calcul pour la mémoire à ferrites, avec sélection linéaire. La méthode est fondée sur le circuit équivalent des anneaux de mémoire et de commutation ; elle peut être étendue aux autres types de mémoire.

CD 621.314.671.1.025.4.001.2

PONNER, I. :

Étude sur le fonctionnement parallèle de deux tubes redresseurs à gaz dans un montage de redressement polyphasé.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 5, p. 211–219

Afin d'obtenir une performance optima en ce qui concerne la sollicitation parallèle des tubes et la puissance supplémentaire perdue dans le montage, l'auteur établit des relations mathématiques permettant un calcul très facile des valeurs des résistances nécessaires au montage en série des tubes.

CD 537.311.33 : 537.322.1 : 621.56.002.2

NAGY, P. et BERECZKY, T. :

La construction d'un microfrigorifère à semi-conducteurs fabriqués en Roumanie.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 5, p. 219–225

On examine l'établissement du projet, la construction et l'utilisation d'un microfrigorifère à semi-conducteurs fabriqués par le Centre de recherches métallurgiques de l'Académie roumaine et par les usines „Tehnofrig" de Cluj.

CD 621.398.018.32 :518.5

SÎMBOTIN, C. :

Aspects importants des systèmes modernes de télécommande.

Automatica şi Electronica 8 (1964) no. 5, p. 225–230

On étudie les systèmes de télécommande selon le fonctionnement de l'équipement respectif (cyclique ou intermittent) et selon la manière dont les déformations transmises par un poste reviennent ou non à ce poste afin d'être contrôlées (système à canal inverse ou système direct). On indique les caractéristiques de certains systèmes modernes de télécommande réalisés en Roumanie ou à l'étranger et on montre les avantages de ces systèmes mis au point à l'aide de la technique numérique.

Actualités 230–233

Comptes rendus 233–234

Documentation 235–237

Chronique 237–239

CONTENTS

DC 621–501.22.001.2

VASILIU, C. :

The physical realizability conditions for the discrete transfer function corresponding to passive networks with concentrated constants.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 193–198

The necessary and sufficient conditions required so that a H (z) function might be the discrete transfer function corresponding to a passive, linear network, with concentrated constants are established. Adequate methods for checking whether the given function meets these conditions are also suggested.

DC 621.398: 621.376.56 : 622.242: 662.69

TUDOROIU, V. and BRANA, C. :

Telemechanical equipment in impulse code.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 198–205

The article presents a telemechanical equipment in impulse code worked out by the authors for the telecontrol and telemetering of a methane gas well field.

DC 518,5 :621.376.5 : 621.318.22

SANDU, D. :

A calculation method for the ferrite memory based on the equivalent circuit during switching.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 205–211

A calculation method for the ferrite memory with linear selection is suggested. The method is based on the equivalent circuit of memory and switching rings and may be extended to other types of memory.

DC 621.314.671.1.025.4.001.2

PONNER, I. :

Studying the parallel work of two gasotrons in a polyphase rectifying circuit.

Automatica şi Electronica 8 (1964) nr. 5, p. 211–219

In order to obtain some optimum performances as concerns the stress of parallel tubes and the power additionally last in the circuit, some easily calculable relations are established allowing to determine the values of the resistances connected in series with each gasotron requisite for the parallel connection of these tubes.

DC 537.311.33 :537.322.1 :621.56.002.2

NAGY, P. and BERECZKY, T. :

The building of a microrefrigerator with semiconductors produced in the R.P.R.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5, p. 219–225

One discusses the problems connected with the designing, building and testing of a microrefrigerator prototype with semiconductors produced at the metallurgical research centre of the R.P.R. Academy and the „Tehnofrig" enterprise in Cluj.

DC 621.398.018.32 :518.5

SÎMBOTIN, C. :

Some important aspects of modern telecontrol systems.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 5, p.225–230

A classification is given of telecontrol systems according to the way of working of the equipment (cyclic or intermittent) and the way in which the deformations transmitted by a set are coming back (or not) to this set for being controlled (reverse channel system and direct system). The important features of some modern telecontrol systems produced in our country or abroad are described and the advantages of these systems achieved by means of digital techniques are pointed out.

News 230–233

Reviews 233–234

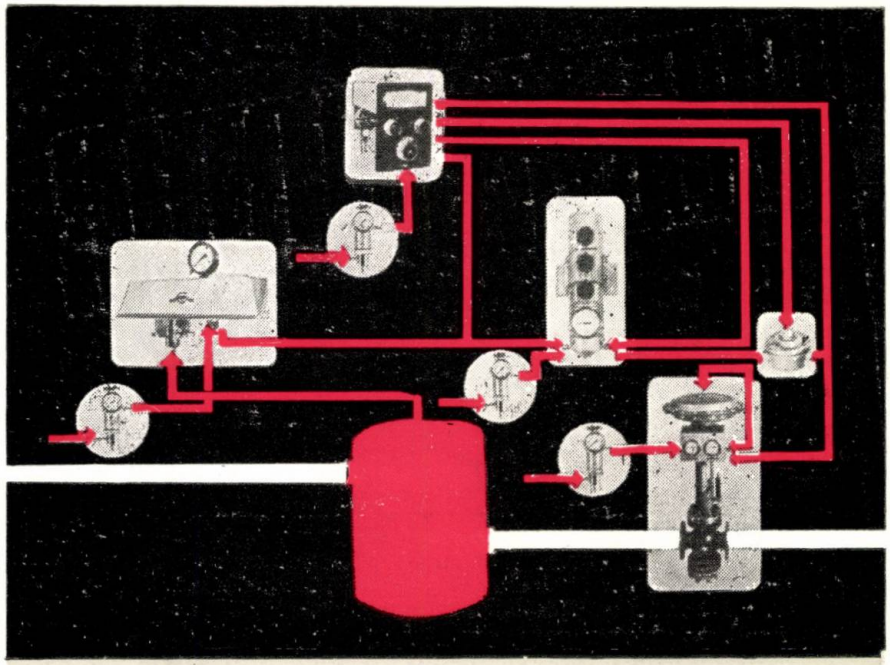
Documentation 235–237

Chronicle 237–239

OMSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS MÚZEUM 1883

Control - reglare

- Elemente pneumatice pentru automatizare
- Linii complete de reglare pneumatică
- Instalații complete în întregime tranzistorizate pentru măsurarea de mare precizie a nivelului în parcurile de rezervoare

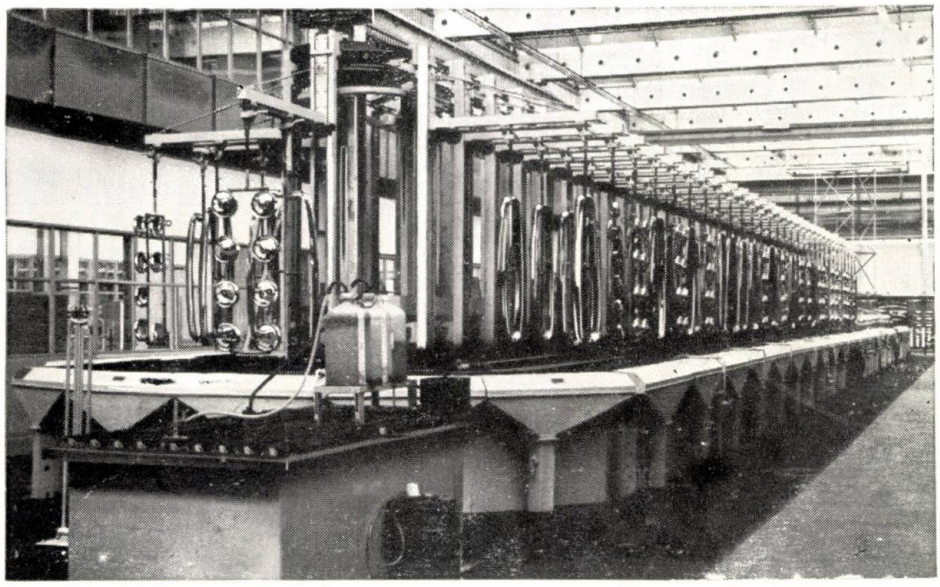


Exportă

METRIMPEX
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERȚUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Căsuța poștală: Budapesta 62 • B.P. 200 • Ungaria
Adresa telegrafică: INSTRUMENT_BUDAPEST

GALVANO-TEHNICA MODERNĂ



BLASBERG livrează:

Cea mai mare instalație pentru dublă nichelare din Europa, complet automatizată →

Instalații de mare capacitate și unități de automatizare pentru toate procedeele de îmbunătățire a suprafețelor
Instalații speciale pentru neutralizarea apelor reziduale
Produse chimice de înaltă calitate și preparate pentru orice operație de îmbunătățire pe cale galvanică și chimică a suprafețelor metalelor

Produse speciale printre care:
Instalații de automatizare complexă cu comandă program
Băi de nichelare lucioasă de mare productivitate, cu densități de curent pînă la 16 A/dm²
Băi de cromare dură
Băi de cromare cu reglare automată
Instalații de protecție de crom pentru evitarea vaporilor nocivi

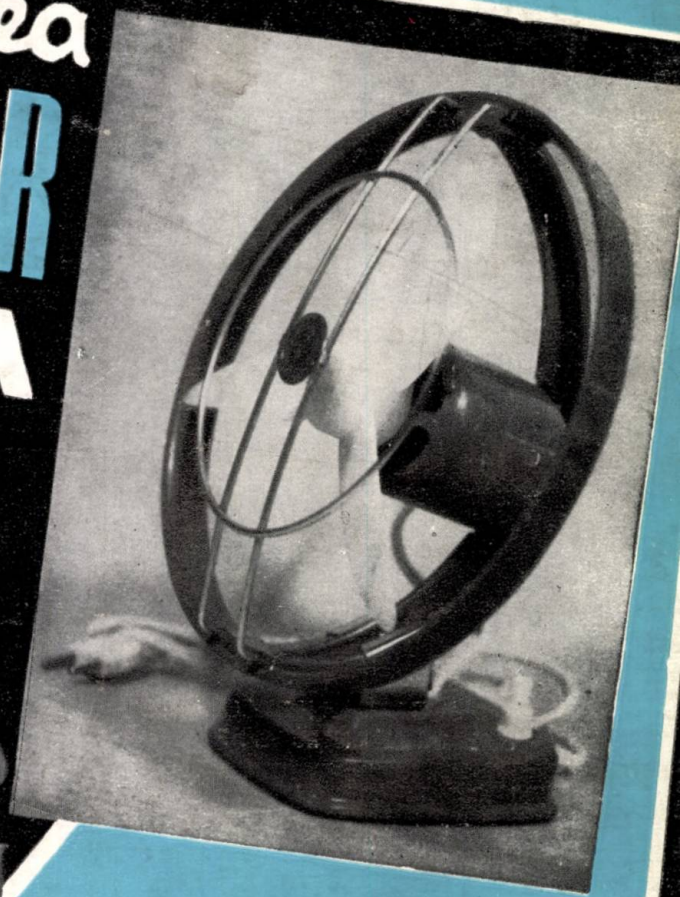
Băi pentru acoperire cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, acide și alcaline
Băi pentru zincare lucioasă
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF – TR
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF
Băi pentru cositorire lucioasă
Băi pentru cositorire lucioasă „STANNOSTAR"
Eloxal lucios
Paste lichide de șlefuit și lustruit

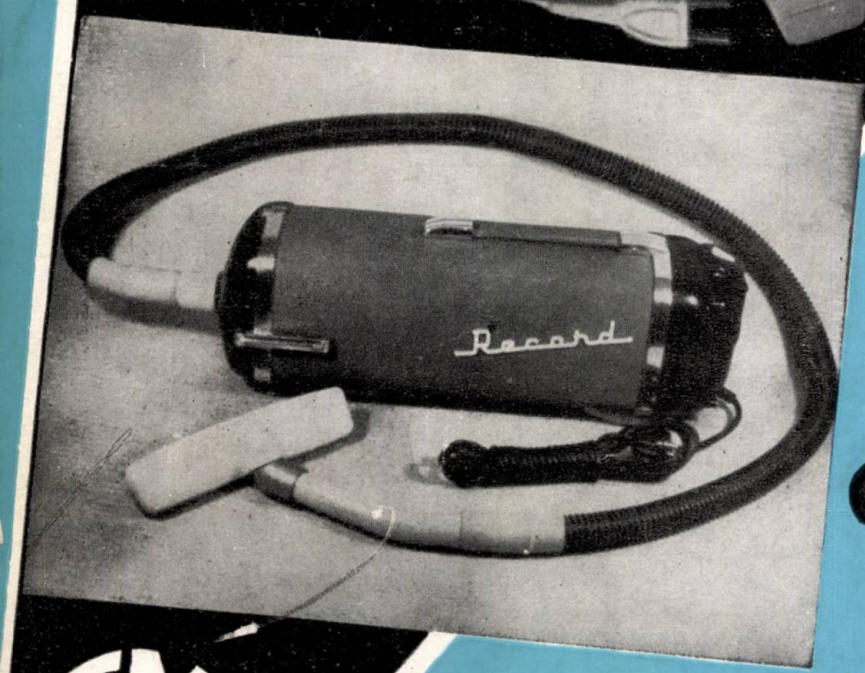
CONSULTAȚIILE DE SPECIALITATE SÎNT GRATUITE

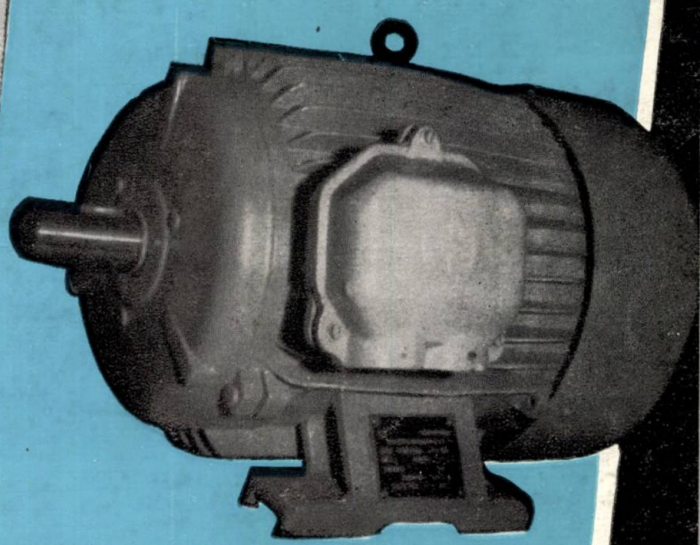
BLASBERG

Friedr. Blasberg, Solingen
G. m. b. H. & Co. KG
Spezialfabrik für Galvanotechnik
Telefon (02122) 78061 · 565 Solingen-Merscheid · FS 08514835

Întreprinderea ELECTROMOTOR TIMIȘOARA







Execută:

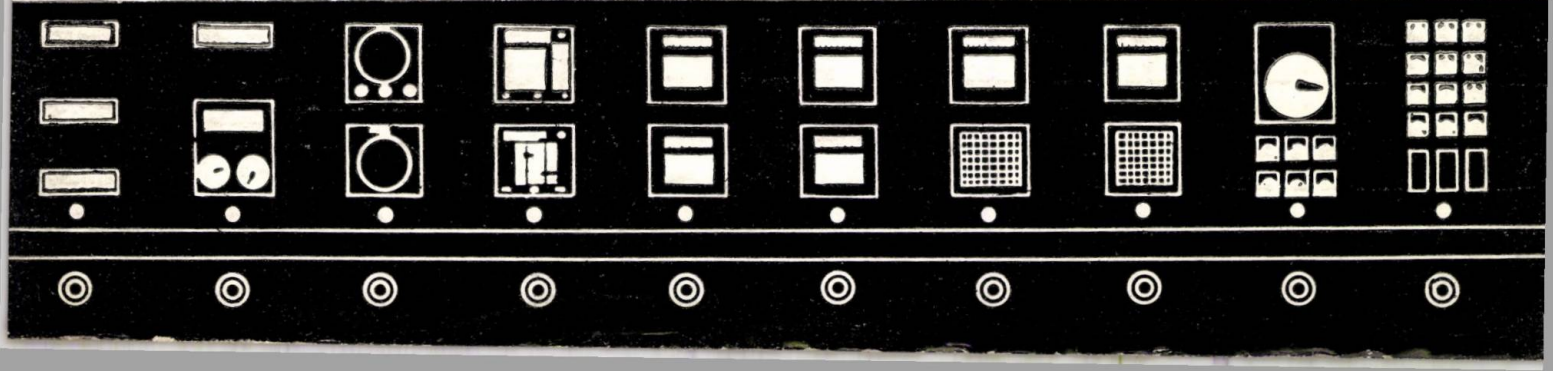
- **motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP 44, de 4—30 kW**
- **aspiratoare de praf tip „Record"**
- **uscătoare de păr tip „Zefir"**
- **ventilatoare de masă**

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

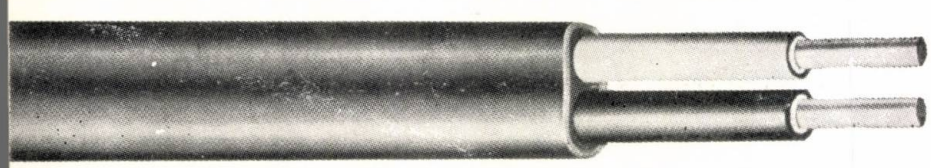
6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOL. 8 • NR. 6 • NOV. – DEC. • 1964



FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

- UN BOGAT SORTIMENT DE CABLURI DE FORŢĂ, CU IZOLAŢIE DE HÎRTIE ŞI MATERIALE PLASTICE
- CONDUCTE ELECTRICE PENTRU INSTALAŢII
- CONDUCTORI DE BOBINAJ IZOLAŢI CU EMAIL, HÎRTIE, MĂTASE, FIRE DE STICLĂ
- CORDOANE ELECTRICE PENTRU UZ CAZNIC
- LACURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE



FCME

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

Vol. 8 (1964), nr. 6 (nov—dec), p. 241—296

CUPRINS

CZ 621—501.001.24

ROSINGER, E. și IONESCU, V.

Asupra sintezei sistemelor automate optimale.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 241—250

Se expune o metodă de sinteză a sistemelor automate optimale fără a folosi spațiul fazelor. Autorii folosesc în operația de sinteză desfășurarea pozițională pe axa timpului a comenzii optimale, determinînd pe această cale timpii de comutație optimi. Se propune o schemă de optimizare a conducerii unui proces, diferită de cea rezultată din determinarea comenzii optimale cu ajutorul spațiului fazelor.

CZ 621—501.12 : 512.8

STĂNCIULESCU, FL.

O metodă algebrică de sinteză a schemelor secvențiale cu relee fără contacte.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 250—254

Se descriu 10 circuite fundamentale tratate ca elemente secvențiale, fapt care se reflectă în ecuațiile caracteristice ale acestor elemente. Se arată că este totdeauna posibilă realizarea ecuațiilor de recurență ale schemelor secvențiale cu ajutorul acestor elemente. Lucrarea se încheie cu două exemple de sinteză a unor scheme secvențiale cu relee fără contacte.

CZ 621—533.7 : 621.3.016.2 + 621.3.018.4

CSERVENY, I. și WEISS, A.

Aparat pentru formarea binomului de reglaj frecvență-putere.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 254—256

Se prezintă modul de realizare a unui aparat electronic pentru măsurarea unei tensiuni proporționale cu valoarea binomului de reglare frecvență-putere, cum și performanțele obținute în exploatare.

CZ 621.319.35 : 539.172.4

TEODORESCU, I., MARGHITU, S. și LUCHIAN, I.

Acceleratoare de mică energie pentru producerea de neutroni rapizi.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 256—270

Se expun principiile de funcționare a generatoarelor de neutroni care folosesc acceleratoare de mică energie și sînt enumerate cîteva dintre posibilitățile lor de folosire. Se insistă în mod deosebit asupra generatoarelor care și-au găsit o largă utilizare în industrie și cercetări, cum și asupra celor care au mari perspective de utilizare în aceste domenii.

CZ 621—501

BARBU, E.

Sinteza circuitului logic de necoincidență și aplicațiile lui.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 271—279

Se face sinteza circuitului de necoincidență, plecîndu-se de la formula logică. Pe baza relațiilor logice obținute s-au alcătuit schemele simbolice generale cu elemente UNILOG și structuri de interdicție.

CZ 621.317.79.083.2

STAICOVICI, S.

Umidometru electronic de rezonanță.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 280—281

CZ 539.166.94: 621.397

VLĂDESCU, M. și NEMEȘ, A.

Sistem de radioscopie industrială cu teleimagine.

Automatica și Electronica 8 (1964), nr. 6, p 282—286

ACTUALITĂȚI	287—290
RECENZII	290
DOCUMENTARE	291—294
INFORMAȚII	294
INDEX ALFABETIC	295—296

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. — redactor responsabil.
Ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct.
Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R.; conf. ing. S. CĂLIN, candidat în științe tehnice; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIȘAN; conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. S. ROMAN; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Redactor: Ing. M. Constantin

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și administrația, București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon: 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M. cont 026002 B.R.P.R. — Filiala 30 Decembrie, București.
Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația". Str. Brezoianu nr. 23—25, București, c. 4265

40545

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VIII (pag. 241—296) **nr. 6, noiembrie—decembrie** **București, 1964**

Ing. V. IONESCU și E. ROSINGER

Asupra sintezei sistemelor automate optimale

În ultima vreme, în literatura tehnică de specialitate apar numeroase lucrări care oglindesc preocupările cercetătorilor în domeniul automaticii, privind teoria sistemelor optimale.

Atrag atenția următoarele trei lucrări: „Teoria matematică a proceselor optimale", de L. S. Pontriaghin și un colectiv de cercetători, „Programarea dinamică", de R. Bellman și „Folosirea calculatoarelor în sistemele automate", de A. A. Feldbaum. Se menționează că procesele de optimizare se descriu prin scheme de jocuri în formă poziționlă de tipul jocului continuu (infinit), în cazul teoriei lui L. S. Pontriaghin, și al jocului discret (finit), în cazul programării dinamice a lui R. Bellman, programarea dinamică abordînd și cazul jocului continuu, însă într-o manieră mai particulară decît în teoria lui Pontriaghin. Întrucît majoritatea performanțelor sistemelor automate cu mărimi de ieșire continue sînt legate de procesele tranzitorii, procese intrinsec dependente de scurgerea continuă a timpului, este avantajos, într-o primă etapă de cercetare, studierea funcționării acestor sisteme cu ajutorul schemei de joc poziționl continuu. Se reamintesc pe scurt ideile de bază ale optimizării continue.

Fie un obiect O supus automatizării, a cărei funcționare este descrisă de sistemul de ecuații diferențiale:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u)\,;\ x(t) \in X,\ u(t) \in U$$

cu condițiile inițiale: $x(t_0) = x_0$,

unde:

$x = (x^1, \ldots, x^n)$, variind în spațiul fazelor X al obiectului O; $u = (u^1, \ldots, u^r)$, variind în spațiul comenzilor U și reprezentînd sistemul de comenzi aplicat obiectului O;

$f = (f^1, \ldots, f^n)$, n funcții de $n + r$ variabile, diferențiabile în raport cu primele n variabile și continue în raport cu toate, definite pe $X \times U$.

Optimul de funcționare al sistemului se realizează atunci cînd funcționala

$$J(u) = \int_{t_0}^{t_1} f^0[x(t), u(t)]\,dt$$

își atinge valoarea minimă, f^0 fiind o funcție de același tip cu funcțiile f^i.

Se menționează că t_0 este timpul inițial impus, iar t_1 reprezintă timpul final în care traiectoria $x(t)$ plecînd din x_0 la momentul t_0 ajunge în punctul x_1 impus, adică $x(t_1) = x_1$.

În cazul cînd $f_0 \equiv 1$, funcționala J capătă aspectul:

$$J(u) = \int_{t_0}^{t_1} dt = t_1 - t_0\,,$$

deci problema de optim în acest caz revine la optimizarea în timp. Această problemă, de o importanță deosebită, a fost abordată prima dată în [4] și dezvoltată în [1]. Principalul rezultat în această privință obținut în cadrul sistemelor liniare este concretizat în următoarea teoremă.

Fie:

1) Un obiect O supus automatizării, avînd spațiul comenzilor U conținînd originea axelor de coordonate a spațiului r dimensional și fiind de forma unui paralelipiped dreptunghic r dimensional:

$$a^k \leqslant u^k \leqslant b^k \qquad k = 1, \ldots, r.$$

Obiectul O este descris de sistemul de ecuații:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu,\ x(t) \in X = R^n,\ u(t) \in U \text{ cu}$$

$$x_0 = x(0) = 0\ (t_0 = 0),$$

unde A, B sînt operatori liniari $A : X \to X$, iar $B : U \to X$.

2) A este un operator autoadjunct.

3) Operatorii A şi B satisfac condiţia de „independenţă locală" care se formulează astfel: dacă $w \in U$ este un vector paralel cu o muchie a paralelipipedului U atunci:

$$Bw,\ ABw, \ldots, A^{n-1}Bw$$

sînt liniar independenţi.

4) $x_1 \in X$ fiind punct final al procesului de conducere.

5) Se presupune că există cel puţin o comandă $u(t) \in U$, care conduce obiectul O din $x = 0 \in X$ în $x_1 \in X$.

Astfel:

există o comandă optimală unică în timp $(u_*(t) = (u_*^1(t), \ldots, u_*^r(t))$, funcţiile $u_*^k(t)$ luînd numai valorile a^k sau b^k, avînd un aspect comutaţional cu cel mult $n-1$ comutaţii fiecare (n ordinul sistemului de ecuaţii diferenţiale).

Procesul optimal de conducere se efectuează pe baza unui calcul în spaţiul fazelor X, calcul care duce indirect la momentele de comutare a comenzilor $uk(t)$, $(k = 1, \ldots, r)$. Un astfel de calcul, elegant pentru sisteme de ordin mic ($n \leqslant 3$) şi lacunare, devine extrem de laborios, chiar imposibil de efectuat pînă la obţinerea rezultatelor numerice, pentru sistemele de ecuaţii diferenţiale de ordin superior. Metoda calculului în spaţiul fazelor în acest caz permite numai o analiză calitativă indicînd doar alura intuitivă a comenzii şi traiectoriei optimale.

În cele ce urmează, ţinînd seamă de teorema fundamentală care indică forma comenzii optimale, se va aborda determinarea completă a acestei comenzi, considerînd desfăşurarea poziţională a procesului pe axa timpului căutîndu-se determinarea timpilor de comutaţie fără a folosi spaţiul fazelor. Se va trata cazul uzual cînd spaţiul comenzilor este unidimensional, ordinul ecuaţiei diferenţiale a obiectului condus putînd fi oarecare.

Aspectul funcţiilor de transfer considerate pentru obiectul condus

În cele ce urmează se consideră următoarele trei tipuri uzuale de funcţii de transfer pentru obiectul condus:

Tipul I:

$$Y_f(s) = \frac{x(s)}{u(s)} = \frac{K}{\prod_{i=1}^{n}(1 + T_i s)} \quad \text{cu } n \geqslant 2$$

şi $0 < T_1 < \ldots < T_n < +\infty$,

iar $1 < K < +\infty$,

obiectul fiind condus din $x_0 = 0$ în $x_1 = 1$.

Tipul II:

$$Y_f(s) = \frac{x(s)}{u(s)} = \frac{K}{s\prod_{i=1}^{n}(1 + T_i s)} \quad \text{cu } n \geqslant 1$$

şi $0 < T_1 < \ldots < T_n < +\infty$,

iar $0 < K < +\infty$,

obiectul fiind condus din $x_0 = 0$ în $x_1 = 1$.

Tipul III:

$$Y_f(s) = \frac{x(s)}{u(s)} = \frac{K}{s^m\prod_{i=1}^{n}(1 + T_i s)} \quad \text{cu } m \geqslant 2,\ n \geqslant 1$$

şi $0 < T_1 < \ldots < T_n < +\infty$,

iar $0 < K < +\infty$,

obiectul fiind condus din $x_0 = 0$ în $x_1 = 1$.

Comenzile optimale sînt normate comutînd între -1 şi $+1$ cu condiţii iniţiale şi finale nule (spaţiul comenzilor U este intervalul $-1; 1$).

Se face remarca importantă că în cazul tipului I al funcţiei de transfer $Y_f(s)$ condiţia

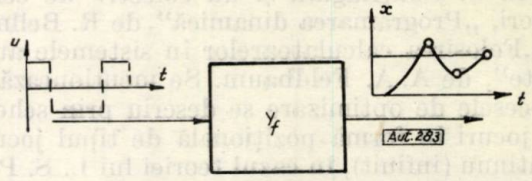


Fig. 1. Schema funcţională a procesului de comandă comutaţională.

restrictivă $K > 1$ este necesară pentru asigurarea existenţei cel puţin a unei comenzi care să conducă în timp finit obiectul din $x_0 = 0$ în $x_1 = 1$.

Modul de rezolvare a optimizării în timp

Ideea de bază a metodei constă în descompunerea funcţiei de transfer în fracţii simple şi corespunzător în descompunerea ieşirii optimale $x(t)$ în funcţii simple. Plecînd de aici se obţine determinarea directă a celor $n + m$ timpi de comutaţie a comenzii optimale:

$$0 = t_0 \leqslant t_1 \leqslant \ldots \leqslant t_{n+m} = T < +\infty$$

unde $m = 0$ pentru tipul I, $m = 1$ pentru tipul II, şi $m \geqslant 2$ pentru restul cazurilor.

A. *Tipul I*

Descompunînd în fracţii simple $Y_f(s)$ se obţine:

$$Y_f(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{1 + T_i s} \qquad (1)$$

cu

$$A_i = \frac{KT_i^{n-1}}{\prod_{j=1, j\neq i}^{n} (T_i - T_j)} \tag{2}$$

iar

$$\sum_{i=1}^{n} A_i = K.$$

Astfel:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{n} x_{i,j}(t) \qquad j = 1, \ldots, n$$

$$t \in [t_{j-1}\, t_j] \tag{3}$$

de unde:

$$T_i \frac{dx_{i,j}(t)}{dt} + x_{i,j}(t) = A_i u_j(t);\ t \in [t_{j-1}, t_j];$$

$$i, j = 1, \ldots, n \tag{4}$$

cu condiţiile:

$$x_{i,j}(t_{j-1}) = x_{i,j-1}(t_{j-1}) = y_{i,j-1}\ i,j = 1, \ldots, n \tag{5}$$

$$x_{i,0}(0) = y_{i,0} = 0,$$

iar

$$u_j(t) = (-1)^{j-1},\ t \in [t_{j-1}, t_j],\ j = 1, \ldots, n. \tag{6}$$

Folosind transformata Laplace la sistemul (4) cu condiţiile (5) se obţine:

$$x_{i,j}(t) = A_i u_j(t) - (A_i u_j(t) - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t-t_{j-1}}{T_i}} \tag{7}$$

$$t \in [t_{j-1}, t_j],\ i, j = 1, \ldots, n$$

cu consecinţa:

$$y_{i,j} = A_i u_j(t_j) - (A_i u_j(t_j) - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{T_i}} \tag{7'}$$

$$y_{i,0} = 0 \qquad i, j = 1, \ldots, n.$$

Procesul terminîndu-se la $t = t_n = T$ rezultă că

$$x(T) = 1;$$

$$\frac{dx(T)}{dt} = \ldots = \frac{d^{n-1}x(T)}{dt} = 0, \tag{8}$$

adică:

$$\sum_{i=1}^{n} x_{i,n}(T) = 1;$$

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{d^p x_{i,n}(T)}{dt^p} = 0 \qquad p = 1, \ldots, n-1. \tag{9}$$

Ţinînd seamă de relaţiile (7) rezultă:

$$\frac{d^p x_{i,n}(t)}{dt^p} = (-1)^{p-1} \frac{1}{T_i^p} (A_i u_n(t) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}},$$

$$t \in [t_{n-1}\, t_n],\ i = 1, \ldots, n\ \ p = 1, \ldots, n-1. \tag{10}$$

În acest caz condiţiile (9) devin:

$$\sum_{i=1}^{n} A_i u_n(T) - \sum_{i=1}^{n} (A_i u_n(T) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} = 1;$$

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i^p} (A_i u_n(T) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} = 0,$$

$$p = 1, \ldots, n-1. \tag{11}$$

Ordonînd relaţiile (11) se obţine sistemul algebric liniar de tipul I (anexa 1):

$$\sum_{i=1}^{n} \left[(A_i u_n(T) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} \right] =$$

$$= \sum_{i=1}^{n} A_i u_n(T) - 1 = (-1)^{n-1} K - 1;$$

$$\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{1}{T_i}\right) \left[(A_i u_n(T) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} \right] = 0 \tag{12}$$

$$\vdots$$

$$\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{1}{T_i}\right)^{n-1} \left[(A_i u_n(T) - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} \right] = 0$$

care are soluţiile:

$$((-1)^{n-1} A_i - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} =$$

$$= ((-1)^{n-1} K - 1) \prod_{j=1, j\neq i}^{n} \frac{\frac{1}{T_j}}{\frac{1}{T_j} - \frac{1}{T_i}} =$$

$$= ((-1)^{n-1} K - 1) \prod_{j=1, j\neq i}^{n} \frac{T_i}{T_i - T_j} = \tag{13}$$

$$= A_i \frac{(-1)^{n-1} K - 1}{K} = \left((-1)^{n-1} - \frac{1}{K} \right) A_i.$$

Din relaţia (7') pentru $j = n, t = T$ se obţine:

$$y_{i,n} = (-1)^{n-1} A_i - ((-1)^{n-1} A_i - y_{i,n-1})\, e^{-\frac{T-t_{n-1}}{T_i}} =$$

$$= \left((-1)^{n-1} A_i - A_i (-1)^{n-1} - \frac{1}{K} \right) = \frac{A_i}{K}\ i = 1, \ldots, n. \tag{14}$$

Deci, conform cu (7') şi (14) procesul va fi optim cînd realizarea recurentă a relaţiilor:

$$y_{i,0} = 0,\ i = 1, \ldots, n;$$

$$y_{i,j} = (-1)^{j-1} A_i - ((-1)^{j-1} A_i - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{T_i}},$$

$$i, j = 1, \ldots, n \tag{15}$$

duce la verificarea relaţiilor finale:

$$y_{i,n} = \frac{A_i}{K}\ i = 1, \ldots, n \tag{16}$$

rezultînd determinarea timpilor de comutaţie.

B. *Tipul II*

În acest caz rezultă:

$$Y_j(s)=\frac{A_0}{s}+\sum_{i=1}^{n}\frac{A_i}{1+T_i s} \tag{17}$$

cu $A_0=K$, $A_i=-\dfrac{K\,T_i^n}{\prod\limits_{j=1,\,j\neq i}^{n}(T_i-T_j)}$, $i=1,\ldots,n$, (18)

iar $\sum\limits_{i=1}^{n}A_i=-K\sum\limits_{i=1}^{n}T_i$.

Atunci:

$$x(t)=x_{0,j}(t)+\sum_{i=1}^{n}x_{i,j}(t),\ j=1,\ \ldots,\ n+1 \tag{19}$$

$t\in[t_{j-1},\,t_j]$

unde:

$$\frac{\mathrm{d}x_{0,j}(t)}{\mathrm{d}t}=A_0\,u_j(t),\ t\in[t_{j-1},\,t_j]$$

şi (20)

$$T_i\frac{\mathrm{d}x_{i,j}(t)}{\mathrm{d}t}+x_{i,j}(t)=A_i u_j(t),\ t\in[t_{j-1},\,t_j],$$

$$i=1,\ \ldots,\ n$$

$$j=1,\ \ldots,\ n+1$$

cu condiţiile iniţiale:

$$x_{0,j}(t_{j-1})=x_{0,j-1}(t_{j-1})=y_{0,j-1};$$

$$x_{i,j}(t_{j-1})=x_{i,j-1}(t_{j-1})=y_{i,j-1}; \tag{21}$$

$$y_{0,0}=y_{1,0}=\ldots=y_{n,0}=0.$$

Folosind transformata Laplace la ecuaţiile (20) cu condiţiile (21) rezultă:

$$x_{0,j}(t)=A_0u_j(t)(t-t_{j-1})+y_{0,j-1},\ t\in[t_{j-1},\,t_j];$$

$$x_{i,j}(t)=A_iu_j(t)-(A_iu_j(t)-y_{i,j-1})\,\mathrm{e}^{-\frac{t-t_{j-1}}{T_i}}, \tag{22}$$

$t\in[t_{j-1},\,t_j]$, $i=1,\ \ldots,\ n$

$j=1,\ \ldots,\ n+1$

cu consecinţele:

$$y_{0,j}=A_0u_j(t_j)(t_j-t_{j-1})+y_{0,j-1};$$

$$y_{i,j}=A_iu_j(t_j)-(A_iu_j(t_j)-y_{i,j-1})\,\mathrm{e}^{-\frac{t_j-t_{j-1}}{T_i}}; \tag{22'}$$

$i=1,\ \ldots,\ n$

$j=1,\ \ldots,\ n+1$

$$y_{0,0}=y_{1,0}=\ldots=y_{n,0}=0.$$

Procesul de conducere terminîndu-se la $t=t_{n+1}=T$ rezultă că:

$$x(T)=1;$$

$$\frac{\mathrm{d}x(T)}{\mathrm{d}t}=\ldots=\frac{\mathrm{d}^nx(T)}{\mathrm{d}t^n}=0, \tag{23}$$

adică:

$$x_{0,n+1}(T)+\sum_{i=1}^{n}x_{i,n+1}(T)=1;$$

$$\frac{\mathrm{d}^p x_{0,n+1}(T)}{\mathrm{d}t^p}+\sum_{i=1}^{n}\frac{\mathrm{d}^p x_{i,n+1}(T)}{\mathrm{d}t^p}=0,\ p=1,\ldots,\ n. \tag{24}$$

Ţinînd seamă de relaţiile (22) rezultă:

$$\frac{\mathrm{d}x_{0,n+1}(t)}{\mathrm{d}t}=A_0\,u_{n+1}(t);$$

$$\frac{\mathrm{d}^p x_{0,n+1}(t)}{\mathrm{d}t^p}=0,\ p=2,\ \ldots,\ n \tag{25}$$

şi

$$\frac{\mathrm{d}^p x_{i,n+1}(t)}{\mathrm{d}t^p}=(-1)^{p-1}\frac{1}{T_i^p}(A_iu_{n+1}(t)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{t-t_n}{T_i}},$$

$$t\in[t_n,\,t_{n+1}],\ i=1,\ldots,\ n,\ p=1,\ldots,\ n. \tag{26}$$

Atunci condiţiile (24) se scriu:

$$y_{0,n+1}+\sum_{i=1}^{n}A_iu_{n+1}(T)-\sum_{i=1}^{n}(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}=1;$$

$$A_0u_{n+1}(T)+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{T_i}(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}=0; \tag{27}$$

$$\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{T_i^p}(A_iu_{n-1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}=0,\ p=2,\ldots,\ n.$$

Ordonînd relaţiile (27) se obţine sistemul algebric liniar de tipul II (anexa 2):

$$-y_{0,n+1}+\sum_{i=1}^{n}\left[(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}\right]=$$

$$=\sum_{i=1}^{n}A_i\,u_{n+1}(T)-1;$$

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{T_i}\right)\left[(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}\right]= \tag{28}$$

$$=-A_0\,u_{n+1}(T)$$

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{T_i}\right)^2\left[(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}\right]=0$$

$$\vdots$$

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{T_i}\right)^n\left[(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}\right]=0,$$

care are soluţiile:

$$-y_{0,n+1}=\sum_{i=1}^{n}A_iu_{n+1}(T)-1+A_0u_{n+1}(T)\sum_{i=1}^{n}\frac{\frac{1}{T_i}}{\frac{1}{T_i}}$$

şi $(A_iu_{n+1}(T)-y_{i,n})\,\mathrm{e}^{-\frac{T-t_n}{T_i}}=$ (29)

$$=-\frac{A_0u_{n+1}(T)}{\frac{1}{T_i}}\prod_{j=1,\,j\neq i}^{n}\frac{\frac{1}{T_j}}{\frac{1}{T_j}-\frac{1}{T_i}},\ i=1,\ \ldots,\ n$$

efectuînd calculele se obţine:

$$y_{0,n+1} = 1 + (-1)^{n+1}\left(\sum_{i=1}^{n} A_i + A_0 \sum_{i=1}^{n} T_i\right) =$$

$$= 1 + (-1)^{n+1}\left(\sum_{i=1}^{n} A_i - \sum_{i=1}^{n} A_i\right) = 1 \qquad (30)$$

şi

$$((-1)^n A_i - y_{i,n})\, e^{-\frac{T-t_n}{T_i}} = (-1)^n A_i,\ i=1,\ldots,n.$$

Din relaţiile (22′) pentru $j = n+1$ şi $t = T$ se obţine:

$$y_{i,n+1} = (-1)^n A_i - ((-1)^n A_i - y_{i,n})\, e^{-\frac{T-t_n}{T_i}} =$$

$$= (-1)^n A_i - (-1)^n A_i = 0. \qquad (31)$$

Deci conform cu relaţiile (22′) şi (30) procesul va fi optim cînd realizarea recurentă a relaţiilor

$$y_{0,0} = y_{1,0} = \ldots = y_{n,0} = 0;$$

$$y_{0,j} = (-1)^{j-1} A_0 (t_j - t_{j-1}) + y_{0,j-1};$$

$$y_{i,j} = (-1)^{j-1} A_i - ((-1) A_i - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t_i - t_{j-1}}{T_i}}, \qquad (32)$$

$$i = 1, \ldots, n,\ j = 1, \ldots, n+1,$$

duce la verificarea relaţiilor finale:

$$y_{0,n+1} = 1;$$

$$y_{1,n+1} = \ldots = y_{n,n+1} = 0 \qquad (33)$$

rezultînd de aici determinarea timpilor de comutaţie.

C. *Tipul III*

În acest caz rezultă:

$$Y_f(s) = \sum_{k=1}^{m} \frac{B_k}{s^k} + \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{1 + T_i s} \qquad (34)$$

unde

$$B_m = K,\ B_{m-1} = -K \sum_{i=1}^{n} T_i \text{ etc. } \ldots$$

$$A_i = (-1)^m \frac{K\, T_i^{n+m-1}}{\prod_{j=1, j\neq 1}^{n} (T_i - T_j)} \qquad (35)$$

atunci:

$$x(t) = \sum_{k=1}^{m} z_{k,j}(t) + \sum_{i=1}^{n} x_{i,j}(t),\ j=1,\ldots,n+m, \qquad (36)$$

$$t \in [t_{j-1}, t_j]$$

cu

$$T_i \frac{dx_{i,j}(t)}{dt} + x_{i,j}(t) = A_i u_j(t),\ t \in [t_{j-1}, t_j],$$

$$i = 1, \ldots, n,\ j = 1, \ldots, n+m \qquad (37)$$

şi condiţiile iniţiale

$$x_{i,j}(t_{j-1}) = x_{i,j-1}(t_{j-1}) = y_{i,j-1};$$

$$y_{i,0} = 0 \quad i = 1, \ldots, n,\ j = 1, \ldots, n+m \qquad (38)$$

şi

$$\frac{d^k z_{k,j}(t)}{dt^k} = B_k u_j(t) \quad t \in [t_{j-1}, t_j] \qquad (39)$$

cu condiţiile:

$$\frac{d^p z_{k,j}(t_{j-1})}{dt^p} = \frac{d^p z_{k,j-1}(t_{j-1})}{dt^p} = w^p_{k,j-1},$$

$$w^p_{k,0} = 0 \quad k = 1, \ldots, m,\ j = 1, \ldots, n+m, \qquad (40)$$

$$p = 0, \ldots, K-1.$$

Folosind transformata Laplace pentru ecuaţiile (37) şi (39) cu condiţiile (38) şi (40) se obţine:

$$x_{i,j}(t) = A_i u_j(t) - (A_i u_j(t) - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t-t_{j-1}}{T_i}},$$

$$t \in [t_{j-1}, t_j],\ i=1,\ldots,n,\ j=1,\ldots,n+m. \qquad (41)$$

şi

$$z_{k,j}(t) = \frac{1}{k!} B_k u_j(t)(t-t_j)^k + \sum_{l=0}^{k-1} w^l_{k,j-1}(t-t_{j-1})^l$$

$$t \in [t_{j-1}, t_j],\ k=1,\ldots,m,\ j=1,\ldots,n+m \qquad (42)$$

Din (41) şi (42) rezultă relaţiile de recurenţă:

$$y_{i,j} = A_i u_j(t_j) - (A_i u_j(t_j) - y_{i,j-1})\, e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{T_i}};$$

$$y_{i,0} = 0\ i = 1, \ldots, n,\ j = 1, \ldots, n+m; \qquad (41')$$

$$w^p_{k,j} = \frac{1}{(k-p)!} B_k u_j(t_j)(t_j - t_{j-1})^{k-p} +$$

$$+ \sum_{l=p}^{k-1} \frac{1}{(l-p)!} w^l_{k,j-1}(t_j - t_{j-1})^{l-p}; \qquad (42')$$

$$w^p_{k,0} = 0\ k = 1, \ldots, m, j = 1, \ldots, n+m,$$

$$p = 0, \ldots, k-1.$$

Procesul de conducere terminîndu-se la $t = t_{n+m} = T$ rezultă că:

$$x(T) = 1$$

$$\frac{dx(T)}{dt} = \ldots = \frac{d^{n+m-1}x(T)}{dt^{n+m-1}} \qquad (43)$$

adică

$$\sum_{k-1}^{m} z_{k,n+m}(T) + \sum_{i=1}^{n} x_{i,n+m}(T) = 1;$$

$$\sum_{k=1}^{m} \frac{d^p z_{k,n+m}(T)}{dt^p} + \sum_{i=1}^{n} \frac{d^p x_{i,n+m}(T)}{dt^p} = 0; \qquad (44)$$

$$p = 1, \ldots, n+m-1.$$

Ţinînd seamă de relaţiile (41') şi (42'):

$$\sum_{k=1}^{m} w^0_{k,\,n+m} + \sum_{i=1}^{n} y_{i,\,n+m} = 1$$

$$(-1)^{n+m-1}B_1 + \sum_{k=2}^{m} w^1_{k,\,n+m} + \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = 0;$$

$$(-1)^{n+m-1}B_2 + \sum_{k=3}^{m} w^2_{k,\,n+m} - \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i^2}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = 0;$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \qquad (45)$$

$$(-1)^{n+m-1}B_{m+1} + \sum_{k=m}^{m} w^{m-1}_{k,\,n+m} + (-1)^{m-2}\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i^{m-1}}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = 0;$$

$$(-1)^{n+m-1}B_m + (-1)^{m-1}\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i^m}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = 0;$$

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i^p}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = 0;\quad p = m+1, \ldots, n+m-1.$$

Se iau în considerare pentru început ultimele $n+1$ ecuaţii care, ordonate, duc la un sistem algebric liniar de tipul II (anexa 2):

$$(-1)^{m-2}w^{m-1}_{m,\,n+m} + \sum_{i=1}^{n}\left[\frac{1}{T_i^{m-1}}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}}\right] = (-1)^n B_{m-1};$$

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{T_i}\right)\left[\frac{1}{T_i^{m-1}}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}}\right] = (-1)^{n+1}B_m; \qquad (46)$$

$$\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{T_i^p}\right)^p\left[\frac{1}{T_i^{m-1}}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}}\right] = 0;$$

$$p = 2, \ldots, n,$$

care are soluţiile:

$$(-1)^{m-2}w^{m-1}_{m,\,n+m} = (-1)^n B_{m-1} - (-1)^{n+1}B_m\sum_{i=1}^{n} T_i = (-1)^n\left(-k\sum_{i=1}^{m} T_i + k\sum_{i=1}^{n} T_i\right) = 0$$

adică $w^{m-1}_{m,\,n+m} = 0$ (47)

şi

$$\frac{1}{T_i^{m-1}}((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = \frac{(-1)^{n+1}B_m}{\frac{1}{T_i}}\prod_{j=1,\,j\neq i}^{n}\frac{\frac{1}{T_j}}{\frac{1}{T_j}-\frac{1}{T_i}}$$

adică:

$$((-1)^{n+m-1}A_i - y_{i,\,n+m-1})\,e^{-\frac{T-t_{n+m-1}}{T_i}} = (-1)^{n+1}B_m\frac{T_i^{n+m-1}}{\prod_{j=1,\,j\neq i}^{n}(T_i - T_j)} = (-1)^{n+m-1}A_i$$

de unde înlocuind în (41') pentru $j = n+m$ se obţine:

$$y_{i,\,n+m} = (-1)^{n+m-1}A_j - (-1)^{n+m-1}A_i\,0;\quad i = 1, \ldots, n$$

deci $y_{i,\,n+m} = 0;\ i = 1, \ldots, n.$ (48)

Deci conform cu relaţiile (41'), (42'), (47), (48), procesul va fi optim cînd realizarea recurentă a relaţiilor:

$$y_{i,0} = 0;\ i = 1, \ldots, n$$

$$y_{i,j} = (-1)^{j-1}A_i - ((-1)^{j-1}A_i - y_{i,j-1})\,e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{T_j}}\quad i = 1, \ldots, n,\ j = 1, \ldots, n+m$$

$$w^p_{k,0} = 0 \qquad (49)$$

$$w^p_{k,j} = \frac{(-1)^{j-1}}{(k-p)!}B_k(t_j - t_{j-1})^{k-p} + \sum_{l=p}^{k-1}\frac{w^l_{k,j-1}}{(l-p)!}(t_j - t_{j-1})^{l-p}\quad k = 1, \ldots, m\quad p = 0, \ldots, k-1$$

duce la verificarea relaţiilor finale:

$$w_{m,n+m}^{m-1} = 0,\ y_{i,n+m} = 0,\ i = 1, \ldots, n$$

$$\sum_{k=1}^{m} w_{k,n+m}^{0} = 1$$

$$\sum_{k=2}^{m} w_{k,n+m}^{1} = (-1)^{n+m}\left(B_1 + \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{T_i}\right)$$

$$\sum_{k=3}^{m} w_{k,n+m}^{2} = (-1)^{n+m}\left(B_2 - \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{T_i^2}\right) \qquad (50)$$

. . . . . .

$$\sum_{k=m-1}^{m} w_{k,n+m}^{m-2} = (-1)^{n+m}\left(B_{m-2} + (-1)^{m-1} \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{T_i^{m-2}}\right)$$

Din relaţia (47) rezultă şi următoarea consecinţă importantă privind dispunerea timpilor de comutaţie:

$$0 = t_0 \leqslant t_1 \leqslant \ldots \leqslant t_{n+m} = T < +\infty$$

a unei comenzi optimale, şi anume:

$$\sum_{r=1}^{n+m/2} (t_{2r} - t_{2r-1}) = \sum_{r=1}^{n+m+1/2} (t_{2r-1} - t_{2r-2}),$$

ceea ce înseamnă că durata comutaţiilor pozitive este egală cu durata comutaţiilor negative. Demonstraţia este imediată.

Punînd $k = m$, $p = m - 1$, rezultă:

$$w_{m,j}^{m-1} = (-1)^{j-1} B_m(t, -t_{j-1}) + w_{m,j-1}^{m-1}\ j = 1, \ldots, n+m$$

$$w_{m,0}^{m-1} = w_{m,n+m}^{m-1} = 0$$

sau:

$$w_{m,n+m}^{m-1} = (-1)^{n+m-1} B_m(t_{n+m} - t_{n+m-1}) + w_{m,n+m-1}^{m-1}$$

$$w_{m,n+m-1}^{m-1} = (-1)^{n+m-2} B_m(t_{n+m-1} - t_{n+m-2}) + w_{m,n+m-2}^{m-1}$$

. . . . . .

$$w_{m,2}^{m-1} = (-1)^1 B_m(t_2 - t_1) + w_{m,1}^{m-1}$$

$$w_{m,1}^{m-1} = (-1)^0 B_m(t_1 - t_0) + w_{m,0}^{m-1}$$

$$0 = \sum_{j=0}^{n+m-1} (-1)^j (t_{j+1} - t_j)$$

sau:

$$0 = \sum_{1 \leqslant 2r \leqslant n-m} (-1)^{2r}(t_{2r} - t_{2r-1}) + \sum_{1 \leqslant 2r-1 \leqslant n+m} (-1)^{2r-1}(t_{2r-1} - t_{2r-2}) =$$

$$= \sum_{1 \leqslant 2r \leqslant n+m} (t_{2r} - t_{2r-1}) - \sum_{1 \leqslant 2r-1 \leqslant n+m} (t_{2r-1} - t_{2r-2}) = 0.$$

Sinteza propriu-zisă a sistemului automat optimal

Calcularea timpilor de comutaţie pentru diverse puncte finale permite determinarea ordonatelor erorii la care trebuie să se producă comutaţiile în sensul că, atunci cînd eroarea reală şi aceea corespunzătoare comutaţiei unui anumit timp sînt egale, se produce comanda de comutare.

Variaţia diferitelor ordonate de comutaţie este reprezentată efectiv prin generatoare de funcţii de o singură variabilă care este amplitudinea intrării. Astfel, de exemplu: variaţia ordonatei erorii primei comutaţii în funcţie de intrare este arătată în figura 2.

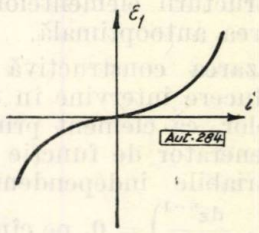


Fig. 2. Generatoare de funcţie.

Rezultă astfel că schema structurală a automatizării obiectului O este cea din figura 3.

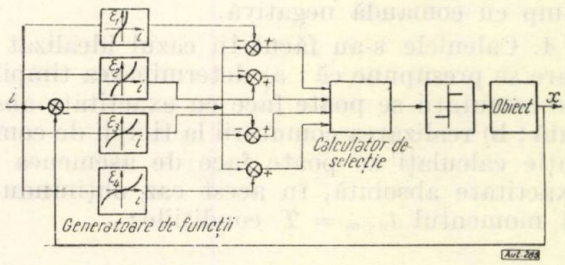


Fig. 3. Schema funcţională a automatizării optimale.

Comenzile asupra circuitului de selecţie se convertesc în impulsuri de comandă în succesiunea logică a comutaţiilor marcate pe figură.

Concluzii

1. În cele expuse s-a dat o metodă de determinare a comenzii optimale şi de sinteză optimală a unui sistem de conducere automată a unor obiecte liniare avînd funcţiile de transfer de forma:

$$Y_f(s) = \frac{k}{s^m \prod_{i=1}^{n} (1 + T_i s)},\quad m \geqslant 0,\ n \geqslant 1,\ T_i \neq T_j,\ i \neq j$$

Rezolvarea acestei probleme, spre deosebire de maniera generală de rezolvare care se bazează pe folosirea spaţiului fazelor (1) şi (4) şi duce astfel la sisteme de ecuaţii diferenţiale, în cadrul acestui articol, este abordată folosind exclusiv consideraţii asupra desfăşurării procesului pe axa timpului. Avantajul acestei metode faţă de metoda spaţiului fazelor constă în aceea că permite determinarea timpilor de comutaţie a comenzii optimale prin soluţionarea de ecuaţii algebrice.

Sinteza comportă următoarele trei etape:

a) rezolvarea iterativă a sistemelor de ecuaţii algebrice care dau timpii de comutaţie;

b) calculul valorilor mărimii de ieşire sau erorii faţă de valoarea finală a ieşirii corespunzătoare timpilor de comutaţie determinaţi la a; c) determinarea structurii elementelor care efectuează conducerea autooptimală.

2. În realizarea constructivă a calculatorului de conducere intervine în cazul metodei spaţiului fazelor, ca element primordial, realizarea unui generator de funcţie cu un număr mare de variabile independente de forma $F\left(\varepsilon, \frac{d\varepsilon}{dt}, \ldots, \frac{d\varepsilon^{n-1}}{dt^{n-1}}\right) = 0$, pe cînd în cazul de faţă se cere doar realizarea unui număr egal cu ordinul obiectului condus de generatoare de funcţii de cîte o singură variabilă independentă.

3. În cazul $m = 2$ rezultă următoarea teoremă: suma intervalelor de timp cu comandă pozitivă este egală cu suma intervalelor de timp cu comandă negativă.

4. Calculele s-au făcut în cazul idealizat în care se presupune că: a) determinarea timpilor de comutaţii se poate face cu exactitate absolută; b) realizarea comutării la timpii de comutaţie calculaţi se poate face de asemenea cu exactitate absolută, în acest caz obţinîndu-se la momentul $t_{n+m} = T$ condiţiile:

$$x(T) = 1, \quad \frac{d^p x(T)}{dt^p} = 0, \quad p = 1, \ldots, n+m-1. \quad (*)$$

Din punct de vedere practic apar două impedimente:

— imposibilitatea satisfacerii cerinţelor cel puţin de la punctul a, deci cu atît mai puţin de la punctul b;

— fenomenele de natură oscilatorie care apar datorită efectului de prag şi de histerezis ale elementelor de tip „bang-bang".

Astfel în locul condiţiilor terminale ideale (*) se pot realiza practic doar condiţiile:

$$|x(T') - 1| \leqslant \delta, \quad \left|\frac{d^p x(T')}{dt^p}\right| \leqslant \delta, \quad p = 1, \ldots$$

$$\ldots, n+m-1 \quad \text{şi} \quad T - \tau < T' < T \quad (**)$$

unde $\delta, \tau > 0$ sînt impuse de natura obiectului reglat. Se impune deci introducerea unui sistem de corecţie, de preferat liniar, care să preia conducerea obiectului îndată ce sînt satisfăcute condiţiile terminale reale (**). Aceste probleme fac obiectul unor articole următoare.

ANEXA I

Rezolvarea sistemului de ecuaţii liniare de tipul I

Fie:

1) $C_1, \ldots, C_n$ numere reale diferite două cîte două şi nenule ($n \geqslant 2$);

2) a — un număr real;

3) sistemul de n ecuaţii liniare cu n necunoscute:

$$\sum_{i=1}^{n} x_i = a$$

$$\sum_{i=1}^{n} C_i x_i = 0$$

$$\sum_{i=1}^{n} C_1^2 x_i = 0$$

$$\vdots$$

$$\sum_{i=1}^{n} C_i^{n-1} x_i = 0,$$

atunci:

$$x_i = a \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} \frac{C_j}{C_j - C_i} \quad i = 1, \ldots, n.$$

Într-adevăr:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & \ldots & 1 \\ C_1 & \ldots & C_n \\ C_1^2 & \ldots & C_n^2 \\ \vdots & & \vdots \\ C_1^{n-1} & \ldots & C_n^{n-1} \end{vmatrix} = \prod_{i=2}^{n} (C_i - C_1) \prod_{i=3}^{n} (C_i - C_2) \ldots \prod_{i=n}^{n} (C_i - C_{n-1});$$

$$\Delta_i = \begin{vmatrix} 1 & \ldots & 1 & a & 1 & \ldots & 1 \\ C_1 & \ldots & C_{i-1} & 0 & C_{i+1} & \ldots & C_n \\ C_1^2 & \ldots & C_{i-1}^2 & 0 & C_{i+1}^2 & \ldots & C_n^2 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ C_1^{n-1} & \ldots & C_{i-1}^{n-1} & 0 & C_{i+1}^{n-1} & \ldots & C_n^{n-1} \end{vmatrix} \overset{i}{} =$$

$$= (-1)^{i+1} a \begin{vmatrix} C_1 & \ldots & C_{i-1} & C_{i+1} & \ldots & C_n \\ C_1^2 & \ldots & C_{i-1}^2 & C_{i+1}^2 & \ldots & C_n^2 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ C_1^{n-1} & \ldots & C_{i-1}^{n-1} & C_{i+1}^{n-1} & \ldots & C_n^{n-1} \end{vmatrix} = (-1)^{i+1} a\, C_1 \ldots C_{i-1}, C_{i+1} \ldots C_n \begin{vmatrix} 1 & \ldots & 1 & 1 & \ldots & 1 \\ C_1 & \ldots & C_{i-1} & C_{i-1} & \ldots & C_n \\ \vdots & & & & & \vdots \\ C_1^{n-2} & \ldots & C_{i-1}^{n-2} & C_{i+1}^{n-2} & \ldots & C_n^{n-2} \end{vmatrix} =$$

$$= (-1)^{i+1} a\, C_1 \ldots C_{i-1} C_{i+1} \ldots C_n \prod_{\substack{j=2 \\ j \neq i}}^{n} (C_j - C_1) \ldots \prod_{\substack{j=i-1 \\ j \neq i}}^{n} (C_j - C_{i-2}) \prod_{j=i+1}^{n} (C_j - C_{i-1}) \times \prod_{j=i+2}^{n} (C_j - C_{i+1}) \ldots \prod_{j=n}^{n} (C_j - C_{n-1});$$

$$x_j=(-1)^{i+1}\,a\,C_1\ldots C_{i-1}\,C_{i+1}\ldots C_n\,\frac{\prod\limits_{\substack{j=2\\ j\neq i}}^{n}(C_j-C_1)\ldots\prod\limits_{\substack{j=i-1\\ j\neq i}}^{n}(C_j-C_{i-2})\prod\limits_{j=i+1}^{n}(C_j-C_{i-1})\prod\limits_{j=i+2}^{n}(C_j-C_{i+1})\ldots\prod\limits_{j=n}^{n}(C_j-C_{n-1})}{\prod\limits_{\substack{j=2\\ j\neq i}}^{n}(C_j-C_1)\ldots\prod\limits_{\substack{j=i-1\\ j\neq i}}^{n}(C_j-C_{i-2})\prod\limits_{j=i}^{n}(C_j-C_{i-1})\prod\limits_{j=i+1}^{n}(C_j-C_i)\prod\limits_{j=i+2}^{n}(C_j-C_{i+1})\times\prod\limits_{j=n}^{n}(C_j-C_{n-1})}=$$

$$=(-1)^{i-1}\,a\,C_1\ldots C_{i-1}\,C_{i+1}\ldots C_n\,\frac{1}{(C_i-C_1)\ldots(C_i-C_{i-2})(C_i-C_{i-1})\prod\limits_{j=i+1}^{n}(C_j-C_i)}=$$

$$=a\,\frac{C_1-C_{i-1}\,C_{i+1}\ldots C_n}{(C_1-C_i)\ldots(C_{i-1}-C_i)(C_{i+1}-C_i)\ldots(C_n-C_i)}=a\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_j}{C_j-C_i}.$$

ANEXA II

Rezolvarea sistemului de ecuaţii liniare de tipul II

Fie :

1) $C_1\ldots,C_n$ numere reale diferite două cîte două şi nenule $(n\geqslant 2)$;

2) a, b numere reale;

3) sistemul de $n+1$ ecuaţii liniare cu $n+1$ necunoscute :

$$x_0+\sum_{i=1}^{n}x_i=a$$

$$\sum_{i=1}^{n}C_i\,x_i=b$$

$$\sum_{i=1}^{n}C_1^2\,x_i=0$$

$$\vdots$$

$$\sum_{i=1}^{n}C_i^{n-1}\,x_i=0,$$

atunci :

$$x_0=a-b\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{C_i}\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_j}{C_j-C_i}=a-b\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{C_i},$$

$$x_i=\frac{b}{C_i}\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_j}{C_j-C_i}\qquad(i=1,\ldots,n).$$

Într-adevăr, notînd $y_i=C_i\,x_i$ şi $i=1,\ldots,n$, ultimele n ecuaţii devin :

$$\sum_{i=1}^{n}y_i=b$$

$$\sum_{i=1}^{n}C_i\,y_i=0$$

$$\vdots$$

$$\sum_{i=1}^{n}C_i^{n-1}\,y_i=0$$

Conform cu anexa 1 rezultă :

$$y_i=b\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_j}{C_j-C_i}\qquad(i=1,\ldots,n)$$

deci :

$$x_i=\frac{b}{C_i}\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_i}{C_j-C_i}\qquad(i=1,\ldots,n),$$

iar

$$x_0=a-b\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{C_1}\prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\frac{C_j}{C_j-C_i}.$$

ANEXA III

Calculul primitivei de ordinul n al comenzii comutaţionale

Fie :

1) $0=t_0\leqslant t_1\leqslant\ldots\leqslant t_{n-1}\leqslant t_n=T<+\infty\quad(n\geqslant 1)$;

2) $u(t)=\sum\limits_{i=0}^{n-1}(-1)^i\,u\,(\Upsilon\,(t-t_i)-\Upsilon\,(t-t_{i+1}))$

cu $u=\pm 1$ — comanda comutaţională;

3) p — număr real întreg $\geqslant 1$;

4) $u^{(-p)}(t)$ — primitiva de ordinul p a lui $u(t)$ cu condiţii iniţiale nule în origine :

$$u^{(-1)}(0)=\ldots=u^{(-p)}(0)=0,$$

atunci :

$$u^{(-p)}(t)=u\left(\frac{t^p}{p\,!}+2\sum_{i=1}^{n-1}(-1)^i\,\Upsilon\,(t-t_i)\,\frac{(t-t_i)^p}{p\,!}+\right.$$

$$\left.+(-1)^n\,u\,\Upsilon\,(t-T)\,\frac{(t-T)^p}{p\,!}\right),$$

iar :

$$u^{(-p)}(T)=\frac{u}{p\,!}\left(T^p+2\sum_{j=0}^{p}\left(\sum_{i=1}^{n-1}2\,(-1)^{i+j}\,t_i^j\right)C_p^j\,T^{p-j}\right).$$

Într-adevăr:

$$u^{(-p)}(t) = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!}\, u(\tau)\, d\tau = \sum_{i=0}^{n-1} (-1)^i u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} (\Upsilon(\tau - t_i) - \Upsilon(\tau - t_{i+1}))\, d\tau =$$

$$= \sum_{i=0}^{n-1} (-1)^i u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} \Upsilon(\tau - t_i)\, d\tau + \sum_{i=0}^{n} (-1)^i u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} \Upsilon(\tau - t_i)\, d\tau =$$

$$= u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} \Upsilon(\tau)\, d\tau + 2 \sum_{i=1}^{n-1} (-1)^i u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} \Upsilon(\tau - t_i)\, d\tau +$$

$$+ (-1)^n u \int_0^t \frac{(t-\tau)^{p-1}}{(p-1)!} \Upsilon(\tau - T)\, d\tau = u \frac{t^p}{p!} + 2 \sum_{i=1}^{n-1} (-1)^i u\, \Upsilon(t - t_i) \frac{(t-t_i)^p}{p!} + (-1)^n u\, \Upsilon(t-T) \frac{(t-T)^p}{p!},$$

pentru $t = T$:

$$u^{(-p)}(T) = u\left(\frac{T^p}{p!} + 2 \sum_{i=1}^{n-1} (-1)^i \frac{(T-t_i)^p}{p!}\right)$$ de unde, dezvoltînd, se obţine relaţia dorită.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pontriaghin, L. S. *Matematiceskaia teoria optimalnih proţesov.* Moscova, I.A.N., 1961.

[2] Bellman, R. *Dynamic programming.* Princeton (New Jersey), John Wiley, 1957.

[3] Bellman, R., Glicksberg, I. şi Gross, O. A. *Some aspects of the mathematical theory of control processes.* Santa Monica (California), John Wiley, 1958.

[4] Feldbaum, A. A. *Vicislitelnîie ustroistva avtomaticeskih sistemah.* Moscova, I.A.N., 1959.

[5] Lerner, A. *Prinţipt postroenia bistro deistvuiuscih slediascih sistem i reguliatorov.* Moscova — Leningrad, 1961.

[6] Mishkin, E. şi Braun, L. Jr. *Adaptive control systems.* New York, Toronto — London, McGraw Hill, 1961.

[7] Gille, Pelegrin, Decaulne. *Méthodes moderne d'étude des systèmes asservis.* Paris, Dunod, 1960.

Ing. FI. STĂNCIULESCU

O metodă algebrică de sinteză a schemelor secvenţiale cu relee fără contacte

În această lucrare se expune o metodă algebrică de sinteză a schemelor secvenţiale cu relee fără contacte, bazată pe scrierea ecuaţiilor de recurenţă ale acestor scheme, şi descompunerea lor cu ajutorul ecuaţiilor caracteristice ale elementelor logice privite ca elemente secvenţiale.

Ecuaţiile de recurenţă se găsesc printr-un procedeu indicat de noi, pornind de la teoria circuitelor secvenţiale dezvoltată de acad. Gr. C. Moisil [1] sau de la metoda lui D. A. Huffman [2]. Sinteza schemei se realizează cu ajutorul unor blocuri de relee fără contacte (circuite logice realizate cu elemente de comutaţie statică), ale căror ecuaţii caracteristice, neapărat secvenţiale, sînt date în primul paragraf.

1. Ecuaţiile caracteristice ale circuitelor logice

Descrierea (respectiv notaţia) secvenţială este uzuală numai pentru circuitele în funcţionarea cărora timpul joacă un rol vizibil (cum sînt circuitele „MEMORIE", „MULTIVIBRATOR" şi altele) [3], [4] şi nu este uzuală pentru circuitele elementare („ŞI", „SAU", „NU", „NICI"). Ideea de a extinde această notaţie şi la circuitele elementare (a căror funcţionare apare vizibil secvenţială în momentul introducerii noţiunii de tact) creează o unitate în descrierea funcţionării elementelor logice.

Vom însemna cu x_i^N $(i = 1, 2, \ldots, n)$ mărimile de intrare şi cu y^N mărimea de ieşire a unui circuit, toate considerate în tactul N. Aici x_i^N şi y^N sînt variabile logice care iau valori din mulţimea formată din două elemente „0" şi „1", pe care o notăm cu $\mathfrak{G}\mathfrak{F}(2)$.

Toate circuitele logice „ŞI", „SAU", „NU", „MEMORIE" şi celelalte vor fi considerate ca elemente secvenţiale. Aceasta înseamnă că mărimea de ieşire y a circuitului „ŞI", de exemplu, apare la tactul $N + 1$, dacă la intrarea elementului sînt excitate toate cele n intrări x_i, într-un tact anterior N. Astfel se pune în evidenţă caracterul secvenţial al acestor elemente (blocuri), în funcţionarea cărora noţiunea de tact, înţeleasă în sensul definit în [5], [6], are un rol esenţial. Prin tact se înţelege, în fond, intervalul de timp dintre două stări succesive ale mecanismului automat.

În această accepţiune ecuaţiile caracteristice ale elementelor secvenţiale sînt:

1.1 *Circuitul* „ŞI" realizează produsul logic:

$$y^{N+1} = x_1^N \cdot x_2^N \ldots x_n^N. \quad (1)$$

1.2 *Circuitul* „SAU" realizează suma logică:

$$y^{N+1} = x_1^N \cup x_2^N \ldots x_n^N. \quad (2)$$

1.3 *Circuitul* „*NU*" realizează negaţia logică:

$$y^{N+1} = \bar{x}^N. \quad (3)$$

1.4 *Circuitul* „*NU — SAU*" („*NICI*") realizează negaţia sumei logice:

$$y^{N+1} = \bar{x}_1^N \cdot \bar{x}_2^N \ldots \bar{x}_n^N = x_1^N \top x_2^N \top \ldots \top x_n^N. \quad (4)$$

1.5 *Circuitul* „*NU — ŞI*" realizează negaţia produsului logic:

$$y^{N+1} = \bar{x}_1^N x \cup \bar{x}_2^N \ldots \cup \bar{x}_n^N = x_1^N \perp x_2^N \perp \ldots \perp x_n^N. \quad (5)$$

1.6 *Circuitul* „*MEMORIE*" realizează funcţia (logică) de memorare. Funcţionarea sa este descrisă (în absenţa semnalului de ştergere al memoriei) de următoarea ecuaţie caracteristică:

$$y^{N+1} = x^N \cup y^N. \quad (6)$$

1.7 *Circuitul* „*BASCULANT MONOSTABIL*". La ieşirea circuitului apare un impuls la tactul $N + 1$, dacă la intrare a existat un impuls la tactul $N - 1$, care a dispărut la tactul N (fig. 1, a). Ecuaţia caracteristică:

$$y^{N+1} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N. \quad (7)$$

1.8 *Circuitul* „*ÎNTÎRZIERE*". Dacă se pun în serie mai multe circuite de tipul 1.7 se realizează funcţia logică „ÎNTÎRZIERE". La ieşirea lanţului de ν elemente se obţine un

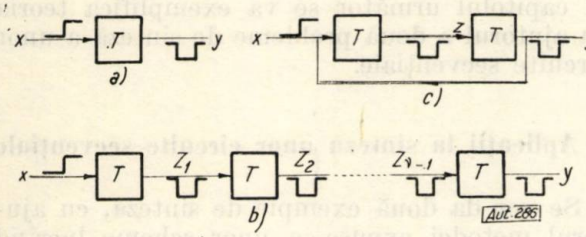


Fig. 1. Schema-bloc a unor circuite secvenţiale:
a – circuitul „BASCULANT MONOSTABIL"; b – circuitul „ÎNTÎRZIERE"; c – circuitul „MULTIVIBRATOR".

impuls întîrziat cu 2 ν tacte faţă de apariţia impulsului de la intrare. Ecuaţia sa caracteristică este:

$$y^{N+2\nu-1} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N, \quad (8)$$

unde ν poate lua valorile: $1, 2, \ldots, n$. Cînd $\nu = 1$ se obţine evident ecuaţia caracteristică a circuitului „BASCULANT_MONOSTABIL" (7).

Evoluţia circuitului în tactele intermediare este următoarea (fig. 1, b):

$$\bar{z}_1^{N+1} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N$$
$$z_2^{N+3} = z_1^{N+1} \cdot \bar{z}_1^{N+2} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N \cdot \overline{x^N \cdot \bar{x}^{N+1}} =$$
$$\vdots$$
$$= x^{N-1} \bar{x}^N \cdot (\bar{x}^N \cup x^{N+1}) = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N$$
$$z_{\nu-1}^{N+2\nu-3} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N.$$

1.9 *Circuitul* „*BASCULANT ASTABIL*" („*MULTIVIBRATOR*"). Se obţine legînd în serie două circuite de tipul 1.7 şi utilizînd o legătură de reacţie. La fiecare al 4-lea tact se obţine la ieşire un impuls conform următoarei ecuaţii caracteristice:

$$y^{N+4k+3} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N \quad (9)$$

unde: $k = 0, 1, 2, \ldots, n$.
Evoluţia circuitului în tactele intermediare este următoarea (fig. 1 c):

$$z^{N+1} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N$$
$$y^{N+3} = z^{N+1} \cdot \bar{z}^{N+2} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N \cdot \overline{x^N \cdot \bar{x}^{N+1}} =$$
$$\vdots$$
$$= x^{N-1} \cdot \bar{x}^N$$
$$y^{N+4k-1} = x^{N-1} \cdot \bar{x}^N.$$

1.10 *Circuitul* „*CONTOR DE TACTE*". Are mai multe intrări x_i ($i = 1, 2, \ldots, n$), cîte una de la fiecare ieşire a elementelor logice unde pot apărea, în starea mecanismului automat, schimbări care interesează şi o singură ieşire y. „CONTORUL DE TACTE" sesizează toate schimbările survenite în starea mecanismului automat la tactele anterioare şi dă la ieşire un impuls la tactul $N + 1$. Ecuaţia caracteristică este:

$$y^{N+1} = \bigcup_{i=1}^{n} x_{i_1}^{N-n+1} \cdot x_{i_2}^{N-n+2} \ldots x_{i_n}^N, \quad (10)$$

unde: $i_1, i_2, \ldots, i_n$ sînt numerele $1, 2, \ldots, n$, nu neapărat distincte.

Cu ajutorul acestor 10 blocuri, ale căror ecuaţii caracteristice nu coincid cu cele ale elementelor nesecvenţiale cu acelaşi nume, vom arăta că se pot concepe, în general, orice scheme secvenţiale.

Este evident că circuitele descrise (în număr de 10) sînt numai *suficiente*, nu şi *necesare*. Au fost descrise însă acele circuite uzuale în tehnica comutaţiei statice. Alegerea elementelor concrete, cu care se va concepe schema secvenţială, poate duce la un număr restrîns de elemente (eventual unul, ţinînd seamă că circuitul „MEMORIE" se poate compune cu ajutorul a două circuite „NICI").

2. Metoda de sinteză

Problema sintezei se pune astfel: *fiind dat un program descris de anumite ecuaţii de recurenţă care pot fi cunoscute, să se găsească, cu*

ajutorul blocurilor descrise de ecuaţiile caracteristice 1.1 — 1.10, schema care satisface programul dat.

Vom examina mai întîi problemele specifice ale sintezei schemelor secvenţiale pentru care se cer următoarele condiţii şi performanţe:

a) toate intrările şi (dacă nu se specifică altfel) ieşirile sînt impulsuri;

b) forma şi durata impulsurilor de intrare sînt presupuse a fi compatibile cu circuitele utilizate;

c) între impulsurile succesive trebuie să existe un interval de timp minim, care va fi numit *timpul de decizie* al circuitului;

d) impulsul de ieşire se obţine numai dacă impulsurile de intrare apar în ordinea indicată în program;

e) impulsul de ieşire apare în tactul următor tactului în care a apărut ultimul impuls de intrare.

Punctele a), d) şi e) conţin condiţiile de bază impuse de concepţia logică a schemei, în timp ce b) şi c) reflectă cerinţele de ordin tehnic. Pentru buna desfăşurare a demonstraţiilor se presupune că cele cinci condiţii specificate sînt îndeplinite.

Se va dovedi în continuare că prin intermediul circuitelor logice descrise cu ajutorul ecuaţiilor caracteristice secvenţiale (1) — (10) se pot realiza schemele secvenţiale ale căror ecuaţii de recurenţă (adică ecuaţii la care în membrul I şi II variabilele logice apar în diferite tacte) pot fi cunoscute.

Examinăm mai înainte modul în care se scriu ecuaţiile de recurenţă ale schemei.

Se presupune că programul schemei este dat şi a fost analizat în mod judicios. Transcriind acest program după Huffman [2] în diagrama (matricea) stărilor şi reducînd numărul de stări (diagrama de confundare) se ajunge în definitiv la matricea de excitaţie, din care se deduc următoarele relaţii logice obişnuite (nesecvenţiale):

$$\left.\begin{aligned} X &= f\ (a, \ldots, c,\ x, \ldots, z) \\ &\vdots \\ Z &= h\ (a, \ldots, c,\ x, \ldots, z) \end{aligned}\right\}, \qquad (11)$$

în care X, ..., Z sînt mărimi de ieşire ale releelor de comutaţie statică (fără contacte), iar $a, \ldots, c$ şi $x, \ldots, z$ sînt mărimi de intrare ($a, \ldots, c$, impulsuri care se introduc prin butoane, iar $x, \ldots, z$, mărimi de intrare venind de la ieşirile releelor fără contacte corespunzătoare din schemă). Cînd în ecuaţia lui X de exemplu apare variabilă x, aceasta înseamnă că propria ieşire a releului fără contacte este adusă, printr-o legătură de reacţie, la intrarea sa. Aceasta se realizează în schemele secvenţiale introducînd circuitul „MEMORIE", analizat la punctul 1.6.

Introducem acum notaţia secvenţială, în care variabilele logice din membrul I al relaţiilor (11) se scriu:

$$\left.\begin{aligned} X &= x^{N+1} \\ &\vdots \\ Z &= z^{N+1} \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

şi în care variabilele logice din membrul al II-lea apar însoţite de tactul corespunzător. Se obţine:

$$\left.\begin{aligned} x^{N+1} &= f(a^{N-s}, \ldots, c^{N-q}, x^{N-r}, \ldots, x^N, \ldots, z^{N-r}, \ldots, z^N) \\ &\vdots \\ z^{N+1} &= h(a^{N-r}, \ldots, c^{N-p}, x^{N-t}, \ldots, x^N, \ldots, z^{N-t}, \ldots, z^N) \end{aligned}\right\} \cdot (13)$$

Ecuaţiile de recurenţă se deduc deci din relaţii logice obişnuite, care se transpun, cu ajutorul unei scrieri secvenţiale prin introducerea tactelor respective, în ecuaţii care descriu funcţionarea schemei în timp.

Membrul II al relaţiilor (13) decide schema pe care o căutăm. Pentru a putea executa desenul acestei scheme, este necesară o grupare raţională a termenilor din aceste expresii, ţinînd seamă de tactul în care apar aceştia şi căutînd să punem în evidenţă expresii de forma (1) — (10). Cel mai simplu este a căuta să punem pe $x^{N+1}, \ldots, z^{N+1}$ sub una din formele $\Pi(a^{N-s}, \ldots, c^{N-q}, x^{N-r}, \ldots, z^N)$ sau $\Pi(a^{N-s}, \ldots, c^{N-q}, x^{N-r}, \ldots, z^N)$.

Concludem deci că pentru sinteza schemei, ecuaţiile de recurenţă se *descompun* în părţi care trebuie să pună în evidenţă ecuaţii caracteristice, indicînd în acest fel modul cum pot fi realizate ecuaţiile de recurenţă din aceste blocuri şi implicit desenul schemei.

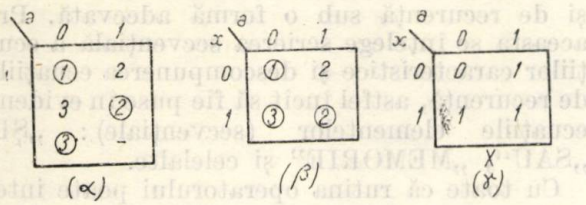
Pentru a putea urmări aceste etape mai bine, în capitolul următor se va exemplifica teoria cu ajutorul a două probleme de sinteză a unor circuite secvenţiale.

3. Aplicaţii la sinteza unor circuite secvenţiale

Se vor da două exemple de sinteză, cu ajutorul metodei expuse, a unor scheme lucrînd cu impulsuri (scheme prin excelenţă secvenţiale).

a. *Exemplul I.* Se cere să se sintetizeze schema cu următorul program: cînd la intrare apare un impuls la tactul N, la ieşire apare la tactul $N + 1$ un semnal care rămîne un timp nedefinit (pînă la o comandă de anulare), (fig. 2, *a*). Este evident că schema trebuie să aibă memorie.

Se înseamnă cu a variabila logică ce caracterizează impulsul de intrare şi se scrie matricea stărilor (α).



Apoi se scrie matricea redusă, ţinînd seamă de stările care pot fi confundate (β). Rezultă două stări distincte şi deci este necesar un singur releu fără contacte, caracterizat de X, mărimea de ieşire şi de x reprezentînd starea releului. Rezultă matricea de excitaţie (γ) şi implicit următoarea relaţie logică :

$$X = \bar{a}x \cup a\bar{x} \cup ax = a \cup x.$$

Introducînd notaţia secvenţială : $x^{N+1} = a^N \cup x^N$ în care recunoaştem circuitul memorie (a fiind impulsul sau semnalul de comandă, iar x şi x reprezentînd acelaşi semnal — semnalul de ieşire).

Schema circuitului căutat este redată în figura 2, *b*. Simbolurile utilizate pentru reprezentarea elementelor logice sînt cele date în lucrarea citată la [6].

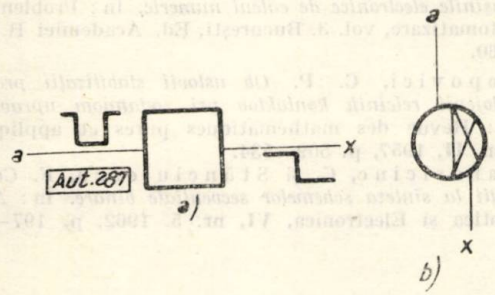
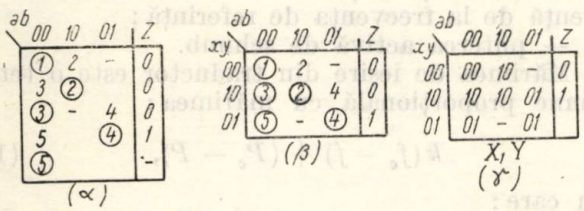


Fig. 2. Schema care realizează programul din exemplul I : *a* — schema-bloc ; *b* — schema logică.

b. *Exemplul II.* Se cere să se sintetizeze schema cu următorul program : cînd la intrarea a apare un impuls la un anumit tact, iar la intrarea b apare un impuls în tactul următor, la ieşire apare un impuls într-un al treilea tact (fig. 3, *a*).

Se notează cu a şi b impulsurile de intrare şi cu Z cel de ieşire. Se aplică metoda de sinteză expusă mai sus, scriind în primul rînd matricea stărilor (α).



Se scrie matricea redusă (β) observînd că există trei stări ale schemei, care nu pot fi confundate, şi apoi matricea de excitaţie (γ) din care rezultă următoarele relaţii logice :

$$\left.\begin{aligned} X &= \bar{a}.\bar{b}.x.\bar{y} \cup a.\bar{b}.(\bar{x}.\bar{y} \cup x.\bar{y}) = \bar{b}.\bar{y}.(a \cup x) \\ Y &= \bar{a}.b.x.\bar{y} \cup (\bar{a}.\bar{b} \cup \bar{a}b).\bar{x}.y = \bar{a}.b.x.\bar{y} \cup \bar{a}.\bar{x}.\bar{y} \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

$$Z = Y.$$

Din relaţiile (14) rezultă, introducînd scrierea secvenţială care ţine seamă de comportarea în timp a mecanismului automat, următoarele relaţii de recurenţă :

$$\left.\begin{aligned} x^{N+1} &= \bar{b}^N \cdot \bar{y}^N \cdot (a^{N-1} \cup x^{N-1}) \\ y^{N+1} &= \bar{a}^N \cdot b^N \cdot x^N \cdot \bar{y}^N = \bar{b}^{N-1} \cdot \\ &\cdot \bar{y}^{N-1} \cdot (a^{N-2} \cup x^{N-2}) \cdot \bar{a}^N \cdot b^N \cdot \bar{y}^N \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Din ultima relaţie (15) s-a omis termenul ce corespunde lui $\bar{a} \cdot \bar{x} \cdot y$ (din expresia lui Y) şi care reflectă condiţia ca impulsul de ieşire să se menţină un timp indefinit.

Examinînd prima dintre aceste ultime relaţii se observă că ea pune în evidenţă necesitatea introducerii blocului 1.6, adică circuitul MEMORIE (în ecuaţia mărimii de ieşire x, apare şi x, ceeace înseamnă că printr-o legătură de reacţie, propria ieşire se aduce la intrarea releului fără contacte). Acest circuit revine şi în cea de-a doua relaţie, în care s-au grupat termenii în funcţie de tactul în care apar.

Rezultă destul de clar importanţa scrierii secvenţiale. Într-adevăr, dacă nu s-ar scrie relaţiile logice în notaţie secvenţială şi s-ar introduce valoarea logică a lui x în y, ultima relaţie (cea care dă pe y) nu ar avea nici un sens.

Ultima relaţie ne permite a construi desenul schemei căutate (fig. 3, *b*). Această schemă poate fi simplificată, dacă se exclud din program condiţiile ca butoanele să nu fi fost acţionate anterior (schemă în stare de repaus). Se obţine schema din figura 3, *c*.

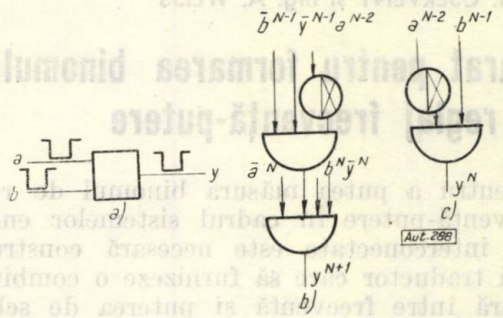


Fig. 3. Schema care realizează programul din exemplul II : *a* — schema-bloc ; *b* — schema logică ; *c* — schema logică simplificată.

Observaţie : Se consideră problema sintezei schemei care realizează şi programul invers, adică : dacă impulsurile apar la intrare în succesiunea ab, la prima ieşire apare un impuls, iar dacă impulsurile apar în succesiunea ba, atunci apare un impuls la ieşirea a doua (fig. 4, *a*).

Este evident că în acest caz sinteza schemei se face imediat utilizînd rezultatul precedent şi conjugînd două scheme de tipul celei din figura 3,*c*, pentru a obţine schema dorită (fig. 4,*b*).

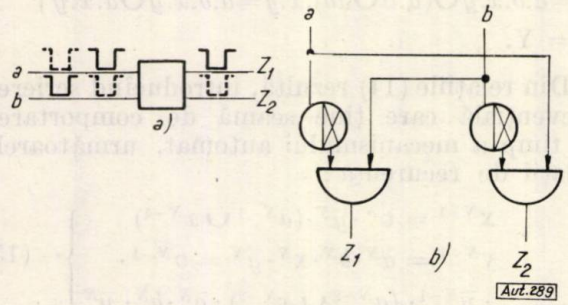


Fig. 4. Schema care realizează programul din exemplul II, completat :
a — schema-bloc ; *b* — schema logică.

4. Concluzii

4.1. Teoria care a fost dezvoltată în această lucrare şi ilustrată prin două exemple arată o cale pentru sintetizarea unei scheme logice secvenţiale care urmează a fi concepută cu relee fără contacte (elemente de comutaţie statică). Acest lucru se realizează printr-o scriere adecvată a ecuaţiilor de recurenţă ale schemei, prin introducerea variabilelor logice la tactul respectiv. Prin urmare nu algebra booleană va fi instrumentul matematic care va interveni în studiul acestor scheme, ci acel capitol mai nou al matematicii care se poate numi *logica secvenţială*.

4.2. Elementul de noutate al metodei preconizate constă în a pune ecuaţiile caracteristice şi de recurenţă sub o formă adecvată. Prin aceasta se înţelege scrierea secvenţială a ecuaţiilor caracteristice şi descompunerea ecuaţiilor de recurenţă, astfel încît să fie puse în evidenţă ecuaţiile elementelor (secvenţiale) : „ŞI", „SAU", „MEMORIE" şi celelalte.

Cu toate că rutina operatorului poate interveni în descompunerea ecuaţiilor de recurenţă sau în alegerea elementelor, metoda nu trebuie considerată ca empirică. Fundamentul metodei este logica secvenţială.

4.3. Evident, schema astfel obţinută poate fi şi minimală (în sensul : număr minim de elemente de comutaţie statică sau număr minim de intrări), dar, în general, acest lucru nu se întîmplă. Este o problemă căreia i se acordă multă atenţie şi de care ne vom ocupa în lucrările viitoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Funcţionarea în mai mulţi timpi a schemelor cu relee ideale.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1960.

[2] Huffman, D. A. *The Synthesis of Sequential Switching Circuits.* În : Journal of the Franklin Institute, vol. **267**, nr. 3, 1954, p. 161—190.

[3] Phister, M. *Logical Design of Digital Computers.* New York, Londra, J. Wiley — Chapmann Hall, 1959.

[4] Constantinescu, P. *Analiza unor circuite din maşinile electronice de calcul numeric.* În : Probleme de automatizare, vol. 3. Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1960.

[5] Popovici, C. P. *Ob uslovii stabilizaţii proţessa polojenii releinih kontaktov pri zadannom upravlenii.* În : Revue des mathématiques pures et appliquées, tom. **II**, 1957, p. 509—534.

[6] Tanasiciuc, C. şi Stănciulescu, F. *Contribuţii la sinteza schemelor secvenţiale binare.* În : Automatica şi Electronica, **VI**, nr. 5, 1962, p. 197—203.

Ing. I. CSERVENY şi ing. A. WEISS

Aparat pentru formarea binomului de reglaj frecvenţă-putere

Pentru a putea măsura binomul de reglaj frecvenţă-putere în cadrul sistemelor energetice interconectate este necesară construirea unui traductor care să furnizeze o combinaţie liniară între frecvenţă şi puterea de schimb sub forma unui binom.

Asemenea aparate se construiesc în vederea funcţionării interconectate a sistemului energetic naţional cu alte sisteme energetice şi sînt folosite cu rol consultativ la Unitatea productivă de dispecer energetic (U.P.D.E.).

Cunoaşterea binomului de reglaj permite reglajul manual al frecvenţei şi puterii de schimb în cadrul interconexiunii.

Parametrii de funcţionare

Mărimile de intrare în traductor sînt :

— frecvenţa reţelei sau abaterea de frecvenţă de la frecvenţa de referinţă ;

— puterea activă de schimb.

Mărimea de ieşire din traductor este o tensiune proporţională cu mărimea :

$$k(f_c - f) + (P_c - P), \qquad (1)$$

în care :

f este frecvenţa în sistemul energetic, Hz ;

f_c — frecvenţa de consemn, Hz ;

P — puterea activă de schimb, MW ;

P_c — puterea activă de consemn, MW;
k — energia reglantă, MW/Hz.

Avînd în vedere caracteristicile şi ordinul de mărime al sistemului energetic din R.P.R., aparatul a fost construit pentru a satisface următoarele condiţii:

— frecvenţa măsurată cuprinsă între 48,5 şi 50,5 Hz;

— frecvenţa de consemn reglabilă între aceleaşi limite;

— puterea activă de schimb este furnizată aparatului de către un traductor de putere care furnizează un curent de 3—6 mA pentru puteri variind între — 200 şi + 200 MW;

— puterea activă de consemn reglabilă între — 200 şi + 200 MW;

— energia reglantă cuprinsă între 100 şi 400 MW/Hz.

Toate aceste mărimi sînt simulate prin tensiuni în serie sau opoziţie, suma algebrică a lor măsurîndu-se cu un voltmetru electronic Ve.

Descrierea aparatului

Elementul sensibil la frecvenţă. Diferenţa $(f_c - f)$ poate fi pusă sub forma:

$$f_c - f = (f_0 + \Delta f_0) - (f_0 + \Delta f) = \Delta f_0 - \Delta f, \quad (2)$$

unde:

Δf_0 este abaterea frecvenţei de consemn f_c faţă de frecvenţa de referinţă;

Δf — abaterea frecvenţei reţelei faţă de frecvenţa de referinţă (frecvenţa de referinţă s-a luat $f_0 = 50$ Hz).

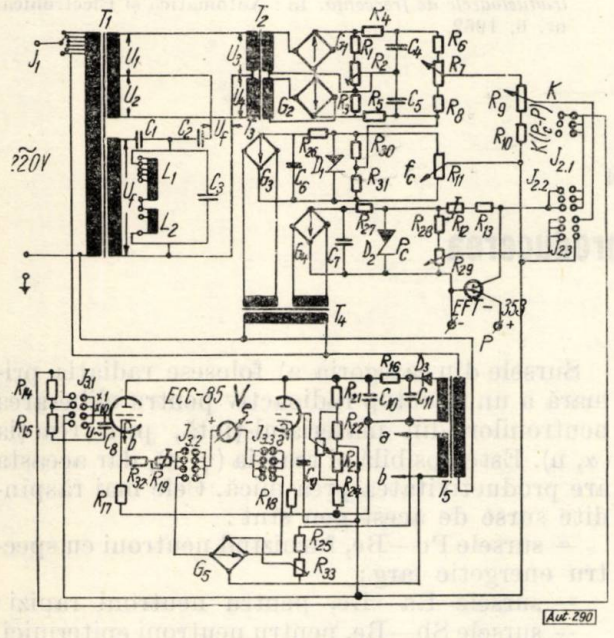


Fig. 1. Schema electrică a aparatului:

T_1 — transformator principal de alimentare de 220/50/50/50 V; T_2, T_3 — transformatoare de separaţie de 50/50 V; T_4 — transformator de reţea de 220/40/40 V; T_5 — transformator de reţea de 220/250/6,3 V; L_1, L_2 — bobine cu miez de fier, calculate prin metoda factorului de calitate maxim [3]; C_1 — C_{11} — baterii de condensatoare; R_1 — R_3 — rezistenţe şi potenţiometre; G_1 — G_5 — punţi de redresare EFD — 0,27; D_1 — D_2 — diode EFZ; D_3 — diodă D 211; I_1 — I_3 — comutatoare.

Elementul sensibil la frecvenţă dă o tensiune proporţională cu Δf. Din punct de vedere constructiv acest element este un traductor de abatere de frecvenţă [1], care se alimentează din transformatorul T_1 avînd trei secundare egale şi raportul de transformare 220/50 V. Tensiunile U_1 şi U_2 sînt în opoziţie. Punţile de redresare G_1 şi G_2 sînt alimentate cu sistemul de tensiune U_3 şi U_4. Filtrul de frecvenţă de

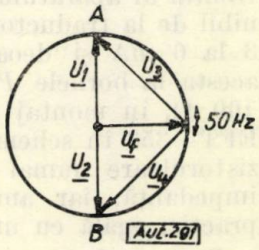


Fig. 2. Diagrama vectorială a tensiunilor la transformatorul de alimentare şi transformatoarele de separaţie.

tip III — 4, calculat conform [2], este format din condensatoarele C_1, C_2 şi C_3 şi inductanţele L_1 şi L_2, care s-au calculat pe baza metodei de obţinere a factorului de calitate maxim [3]. Inductanţa L_2 are întrefier variabil pentru a permite acordarea precisă a filtrului. Tensiunea de ieşire din filtru, U_f, este invariantă ca modul în raport cu frecvenţa şi are variabilă numai faza în raport cu frecvenţa, deci vectorul U_f se roteşte pe semicercul de rază $|U_f|$ între punctele A şi B, care corespund limitelor benzii de trecere (fig. 2).

Banda de trecere a filtrului se alege mai mare decît este necesar pentru a evita funcţionarea neliniară a acestuia la capetele benzii. În cazul de faţă s-a ales o bandă de trecere de ± 5 Hz. La frecvenţa de referinţă de 50 Hz, unghiul dintre U_1 şi U_f este de 90°. În caz de modificare a frecvenţei, sistemul de tensiuni U_3 şi U_4 se dezechilibrează, iar curenţii redresaţi de punţile G_1 şi G_2 nu vor mai fi egali, deci căderea de tensiune pe rezistenţele R_6 şi R_8 nu va mai fi nulă. Potenţiometrul R_7 se reglează astfel încît să se obţină sensibilitatea dorită a schemei (în cazul de faţă 4 V/Hz). În schemă s-a intercalat un filtru de netezire compus din rezistenţele R_4 şi R_5 şi condensatoarele C_4 şi C_5.

Abaterea frecvenţei de consemn faţă de frecvenţa de referinţă, Δf_0. Mărimea Δf_0 este simulată printr-o tensiune reglabilă cu ajutorul potenţiometrului R_{11}. Potenţiometrul este alimentat la bornele extreme cu o tensiune continuă obţinută de la puntea de redresare G_3 şi stabilizată cu dioda Zenner D_1. Această tensiune poate fi variată între —6 şi +2 V, corespunzător cu variaţia frecvenţei de consemn între 48,5 şi 50,5 Hz.

Tensiunea corespunzătoare diferenţei dintre Δf_0 şi Δf se aplică la voltmetru prin intermediul potenţiometrului R_9 şi al rezistenţei R_{10}; reglînd potenţiometrul R_9 se obţine 25% pînă la 100% din această tensiune, ceea ce

corespunde cu variaţia energiei reglante între 100 şi 400 MW/Hz.

Puterea activă de schimb, P. Această mărime este dată de căderea de tensiune la bornele rezistenţei reglabile R_{13} care se reglează astfel încît să se obţină un factor de transformare de 1 V/100 MW. Prin acest potenţiometru circulă curentul furnizat de traductorul de putere care se leagă la bornele P de pe panoul frontal al aparatului. Deoarece curentul disponibil de la traductorul de putere variază de la 3 la 6 mA şi deoarece impedanţa văzută de acesta la bornele P trebuie să fie de cel mult 100 Ω, în montaj se intercalează tranzistorul EFT—353 în schema cu baza la masă. Tranzistorul are numai rol de transformator de impedanţă, iar amplificarea de curent este, practic, egală cu unitatea.

Puterea de consemn, P_c este dată de un montaj identic cu cel care dă mărimea Δf_0. Potenţiometrul R_{12} reglează tensiunea corespunzătoare variaţiei puterii de consemn, adică între —200 MW şi +200 MW.

Voltmetrul electronic. S-a considerat necesar ca aparatul de măsurat să fie un voltmetru electronic pentru ca tensiunea măsurată să nu fie afectată de către curentul absorbit de instrument, ţinînd seamă că impedanţa montajului este destul de indicată datorită numărului mare de potenţiometri de reglaj.

S-a adoptat o schemă simetrică în punte, realizată cu cele două jumătăţi ale tubului ECC—85. Voltmetrul este prevăzut la intrare cu un divizor 1/10, care permite ca deviaţia maximă a instrumentului să se obţină pentru 40 MW sau 400 MW.

Reglajul de punere la zero se face pe poziţia „zero" a comutatorului I_3. Deoarece traductorul de frecvenţă trebuie să lucreze la o tensiune constantă, transformatorul T_1 este prevăzut cu prize pe primar cu ajutorul cărora se obţine tensiunea de intrare aproape constantă.

Reglarea acestor prize se face măsurînd tensiunea de intrare pe poziţia $U \sim$ a comutatorului I_3, astfel încît indicaţia voltmetrului să fie la cap de scală. Comutatorul I_2 care se află pe panou are trei poziţii, permiţînd măsurarea independentă, cu voltmetrul, a binomului de reglaj, a termenului k $(f_c - f)$ şi a termenului $P_c - P$.

Pentru a elimina variaţiile de tensiune permanentă din reţea, alimentarea traductorului se poate face prin intermediul unui stabilizator electronic de tensiune. Influenţa parametrilor exteriori asupra funcţionării traductorului este expusă în [6].

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C., Ionescu, V. şi Cserveny, I. *Proiectarea şi realizarea unui element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvenţă*. În: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1961.
[2] Cserveny, I. *Studiu privind filtrele trece-bandă de frecvenţă industrială*. I.R.M.E., 1962.
[3] Iancu, Al. şi Cserveny, I. *Calculul bobinelor cu miez de fier prin metoda factorului de calitate maxim*. I.R.M.E., 1963.
[4] Smirenin. *Manual de radiotehnică*, vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
[5] Cartianu, G. *Manual de radiotehnică*, vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1962.
[6] Cserveny, I. *Calculul rezistenţelor de statism pentru traductoarele de frecvenţă*. În: Automatica şi Electronica, nr. 6, 1962.

Ing. I. TEODORESCU, ing. S. MARGHITU şi ing. I. LUCHIAN

Acceleratoare de mică energie pentru producerea de neutroni rapizi

Multiplele posibilităţi de utilizare a fluxurilor de neutroni în scopuri de cercetare, analize chimice, explorări geologice, automatizare şi control, terapie etc. au dus la necesitatea elaborării unor surse de neutroni, cu parametri corespunzători destinaţiei lor, şi avantajoase din punct de vedere economic.

În prezent sînt cunoscute trei categorii de surse de neutroni, care se deosebesc prin tehnica de declanşare a reacţiei nucleare prin care se eliberează neutronii:

a) surse cu izotopi radioactivi;

b) reactoare nucleare şi multiplicatoare de neutroni;

c) acceleratoare de particule.

Sursele din categoria a) folosesc radiaţia primară a unui izotop radioactiv pentru eliberarea neutronilor din materialul-ţintă, prin reacţia (α, n). Este posibilă şi reacţia (γ, n), dar aceasta are productivitatea prea mică. Cele mai răspîndite surse de acest gen sînt:

— sursele Po—Be, furnizînd neutroni cu spectru energetic larg;

— sursele Ra—Be, pentru neutroni rapizi;

— sursele Sb—Be, pentru neutroni epitermici.

Ele produc un flux cu distribuţie izotropă, de 10^5—10^8 n/s.

În categoria b) intră reactoarele nucleare de cercetări cu neutroni lenţi sau rapizi, acestea din urmă pulsate şi acţionate, de obicei, de la o

sursă de neutroni primari, producînd fluxuri de 10^8—10^{14} n/cm² s, cum şi ansambluri subcritice, pentru multiplicare de neutroni, acţionate, de asemenea, de o sursă de neutroni primari, care produc neutroni de fisiune cu debit pînă la 10^7 n/cm² s.

Sursele din categoria c) folosesc, fie acceleratoare de electroni a căror energie finală este convertită într-o ţintă grea (Au, Pt sau U) în radiaţie de frînare, care eliberează neutroni prin reacţia (γ, n) sau (γ, f), fie acceleratoare de ioni (protoni sau deuteroni), care, bombardînd elemente uşoare, dau neutroni prin reacţia (p, n) sau (d, n). Productivitatea şi spectrul energetic al neutronilor obţinuţi cu aceste surse depind de tipul reacţiei, de energia particulelor incidente şi, dacă aceşti parametri sînt stabiliţi, productivitatea este determinată exclusiv de intensitatea fasciculului accelerat; prin urmare ea este reglabilă în limitele în care poate fi reglată intensitatea de fascicul.

Sursele de izotopi sînt de dimensiuni mici, transportabile, dar furnizează fluxuri slabe şi continue, deci necesită o protecţie biologică permanentă, ceea ce determină unele dificultăţi în manipularea lor. În plus, fluxul de neutroni este scăzător în timp, ca urmare a procesului de dezintegrare a izotopului care furnizează reacţia primară, astfel încît este necesar să se efectueze corecţii de flux care să ţină seamă de perioada izotopului folosit şi de vîrsta sursei considerată din momentul etalonării ei. În majoritatea cazurilor, la sursele cu izotopi fluxul de neutroni este însoţit de un fond de radiaţie γ, ceea ce restrînge posibilităţile de aplicare a acestora.

Reactoarele dau fluxuri foarte intense, reglabile în anumite limite şi au posibilitatea de a funcţiona fără întrerupere timp îndelungat (ceea ce a determinat ca ele să fie folosite aproape în exclusivitate pentru „fabricarea" de izotopi radioactivi, mai ales cei de viaţă lungă), însă sînt instalaţii complexe, de dimensiuni mari, de cele mai multe ori netransportabile şi dau neutroni cu un spectru energetic larg, însoţit de un fond γ puternic, ceea ce, de asemenea, restrînge domeniile de folosire a acestora.

În ultimul deceniu au fost studiate intens şi perfecţionate din punct de vedere tehnic surse de neutroni cu acceleratoare de particule, construite într-o mare varietate de tipuri. Acestea şi-au dovedit utilitatea în aproape toate domeniile de aplicare a fluxurilor de neutroni, datorită simplităţii şi dimensiunilor reduse, fluxului intens şi reglabil de neutroni, absenţei totale a radiaţiilor în timpul nefuncţionării; de asemenea, datorită şi altor particularităţi (posibilitatea de a obţine fluxuri pulsate cu durată oricît de scurtă şi cu intensitate în impuls, care poate depăşi pe aceea a reactoarelor, neutroni monoenergetici, absenţa fondului de radiaţii însoţitor etc.).

În cele ce urmează ne vom ocupa numai de această categorie.

Producerea de neutroni cu ajutorul acceleratoarelor de electroni

Aceste acceleratoare servesc la producerea de neutroni în mod indirect, prin convertirea prealabilă a energiei electronilor accelerați în radiaţii de frînare. În figura 1 este reprezentat randamentul de conversie a energiei electronilor în radiaţii de frînare [1], [2]. Se obţine un spectru energetic continuu, energia maximă a radiaţiei γ obţinută fiind egală cu energia maximă a electronilor incidenţi.

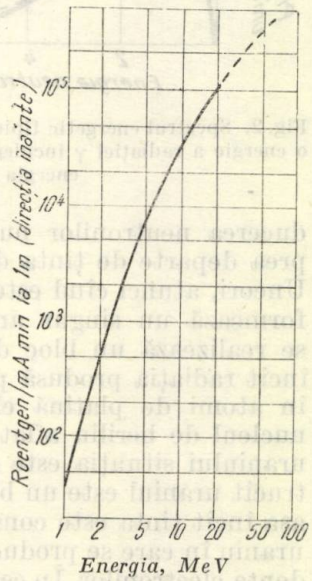


Fig. 1. Randamentul de conversie a energiei electronilor în radiaţii de frînare.

Distribuţia în spaţiu a radiaţiei γ este neomogenă, avînd un maxim în direcţia incidentei electronilor primari. Lărgimea unghiului de dispersie variază în raport cu energia electronilor şi cu materialul ţintei.

Reacţia (γ, n) prin care sînt eliberaţi, de regulă, neutronii este o reacţie cu prag, aşa că energia electronilor accelerați trebuie să fie mai mare decît valoarea pragului; cu cît diferenţa este mai mare, cu atît se foloseşte o mai mare parte a spectrului γ, deci productivitatea de neutroni este mai bună.

De obicei se folosesc următoarele reacţii (γ, n):

$_4Be^9 + \gamma \rightarrow {}_0n^1 + {}_4Be^8$, cu pragul de reacţie la 1,66 MeV;

$_1H^2 + \gamma \rightarrow {}_0n^1 + {}_1H^1$, cu pragul de reacţie la 2,22 MeV;

$_{92}U^{238} + \gamma \rightarrow {}_0n^1 + {}_{92}U^{237}$, cu pragul de reacţie la 6 MeV;

$_{92}U^{235} + \gamma \rightarrow {}_0n^1 + {}_{92}U^{234}$, cu pragul de reacţie la 9 MeV.

Neutronii obţinuţi au un spectru energetic larg cu maximul în domeniul 1—2 MeV. În figura 2 este arătat un spectru energetic tipic al neutronilor produşi pentru o energie a radiaţiei γ cu 8 MeV mai mare decît energia de prag.

Se poate observa că pentru producerea de neutroni din beriliu şi deuteriu este necesar ca

electronii să fie accelerați la cel puțin 3 MeV, iar pentru uraniu, la peste 10 MeV. Pentru o mai bună utilizare a dozei γ, ținta pentru pro-

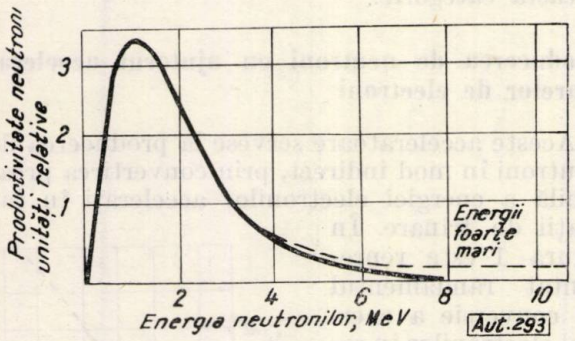


Fig. 2. Spectrul energetic tipic al neutronilor produși pentru o energie a radiației γ incidente, cu 8 MeV mai mare decît energia de prag.

ducerea neutronilor nu trebuie să fie așezată prea departe de țința de frînare a electronilor. Uneori, atunci cînd este posibil, cele două ținte formează un singur ansamblu. Pentru beriliu se realizează un bloc din platină-beriliu astfel încît radiația produsă prin frînarea electronilor în atomi de platină eliberează neutronul din nucleul de beriliu aflat în vecinătate. În cazul uraniului situația este și mai avantajoasă, întrucît uraniul este un bun convertor de frînare, așa încît ținta este constituită dintr-un bloc de uraniu în care se produc ambele procese la incidența electronilor. În cazul acesta, la producerea de neutroni mai concură încă o reacție, cea de gama-fisiune, iar productivitatea este dată, de

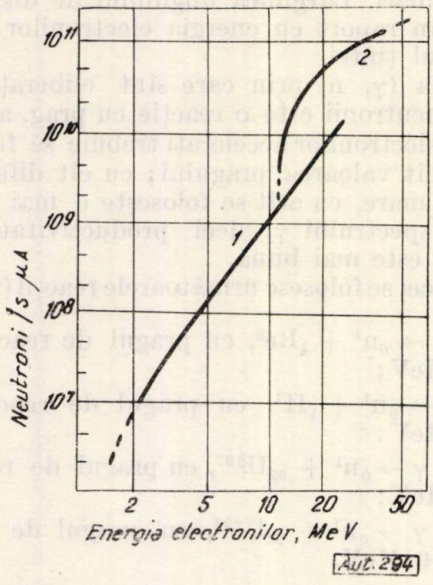


Fig. 3. Productivitatea țintelor de beriliu și uraniu pentru reacții : $1 - \gamma + Be^9 \rightarrow n + Be^8$; $2 - \gamma + U \rightarrow n + U$.

obicei, global. În figura 3 sînt date curbele de productivitate pentru ținte de beriliu și de uraniu [3].

O particularitate deosebit de avantajoasă este aceea că ținta fiind metalică este capabilă, dacă este prevăzută cu un sistem adecvat de răcire cu apă, să accepte un fascicul de electroni de putere mare. Pentru a folosi în condiții cît mai bune reacția de frînare, ținta se construiește sub forma unei cupe cilindrice cu pereți groși, pe fundul căreia cade fasciculul de electroni (fig. 4).

Acceleratoarele care sînt folosite pentru producerea de neutroni vor trebui deci să fie acceleratoare de electroni de energie medie (4—30 MeV), care să poată furniza un fascicul intens avînd puterea pînă la cîteva zeci de kilowați. Tipurile de acceleratoare care corespund acestui scop sînt : acceleratorul liniar cu undă progresivă [4], betatronul [5] și microtronul [6].

Betatronul prezintă anumite dificultăți în ce privește construcția și amplasarea țintelor de conversie și, în afară de aceasta, furnizează un

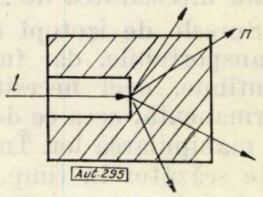


Fig. 4. Țintă metalică pentru conversia e → n.

fascicul de electroni de intensitate medie redusă, de ordinul microamperilor.

Microtronul oferă posibilități de extracție eficientă a fasciculului, așa încît permite folosirea unei ținte cu eficiență mare, ca aceea arătată în figura 4. Cu ajutorul acestui accelerator s-a obținut un fascicul a cărui putere medie este de ordinul a 1 kW [7].

Acceleratorul liniar cu undă progresivă nu necesită nici un dispozitiv de extracție, întregul fascicul de electroni fiind nemijlocit colectat de țința de conversie după ce a parcurs ghidul diafragmat în care au fost accelerați electronii. Intensitatea medie a fasciculului poate ajunge la cîțiva mA, ceea ce corespunde la 10—40 kW pentru o energie de 10—100 MeV.

Astfel, un accelerator recent construit [29] produce un fascicul electronic de 35 MeV și 500 mA/puls. Durata pulsurilor este de 30 μs, iar productivitatea neutronică de 2×10^{12} n/puls.

Acceleratorul liniar și microtronul sînt alimentate de o sursă de microunde (magnetroane sau klistroane) pulsată, avînd durata impulsului de 0,5 ÷ 5 μs și cu raportul dintre durata impulsului și a pauzei între 10^{-3} și 2.10^{-4}. Astfel, fasciculul de electroni, și, prin urmare, fluxul de neutroni obținut, se prezintă sub forma unor impulsuri de densitate foarte mare. Din acceleratorul liniar pe ținta de uraniu se poate obține un flux mediu de 3.10^{13} n/s, iar în impuls de 3.10^{16} n/s. Cu ținta de platină-beriliu se pot obține fluxuri medii de ordinul 10^{10} n/s sau 10^{13} n/s în impuls.

Producerea neutronilor cu ajutorul acceleratoarelor de ioni

Unele dintre neajunsurile metodelor de obţinere a neutronilor prin reacţii (γ, n) constau în energia relativ mare, cerută pentru particulele incidente, şi în existenţa unui important fond γ, care însoţeşte fluxul de neutroni produs. Reacţiile nucleare în care se eliberează neutronii prin interacţiunea protonilor sau deuteronilor cu nuclee uşoare înlătură aceste neajunsuri, întrucît unele dintre ele sînt exoenergetice şi fără prag, astfel încît necesită o energie incidentă mult mai mică. De asemenea, fondul γ în acest caz este mult mai slab. În tabela 1 sînt arătate cîteva dintre reacţiile nucleare folosite pentru obţinerea de neutroni monoenergetici [8].

eficientă a reacţiei, şi de structura ţintei, de parcursul particulei incidente în ţintă etc.

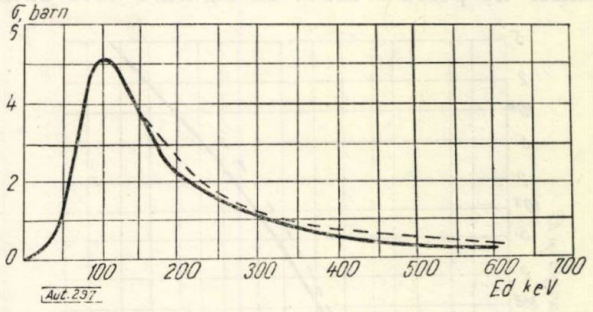


Fig. 6. Secţiunea eficientă a reacţiei T (d, n) He^4.

Fluxul total de neutroni mai depinde, pentru o productivitate dată a ţintei, şi de capacitatea

Tabela 1

Reacţia producătoare de neutroni monoenergetici

Reacţia	Energia degajată, MeV	Energia de prag, MeV	Energia minimă a neutronilor, MeV	Energia maximă a neutronilor la o energie bombardantă		Energia bombardantă maximă pentru neutroni monoenergetici
				2 MeV	3 MeV	
D^2 (d, n) He^3	3,265	—	1,8 [1])	5,24	6,26	—
T^3 (p, n) He^3	— 0,764	1,019	0,0639	1,20	2,21	—
T^3 (d, n) H^4	17,6	—	12,4 [1])	18,25	19,57	3,7
Li^7 (p, n) Be^7	— 1,647	1,882	0,0294	0,228	1,3	2,38
C^{12} (d, n) N^{13}	— 0,281	0,328	0,00195	1,6	2,6	3,0
Sc^{45} (p, n) Ti^{45}	— 2,79	2,908	0,00140	—	0,112	3,67
V^{51} (p, n) Cr^{51}	— 1,562	1,565	0,00059	0,215 [2])	—	2,36
Cu^{65} (p, n) Zn^{65}	— 2,136	2,169	0,00051	0,214 [3])	—	2,29

[1]) Măsurată pentru deuteroni de 2 MeV la 15 °C.
[2]) Măsurată la o energie bombardantă de 1,762 MeV.
[3]) Măsurată la o energie bombardantă de 2,368 MeV.

Cele mai folosite sînt reacţiile exoenergetice D (d, n) He^3 şi T (d, n) He^4, care furnizează neutroni de aproximativ 2,2, respectiv 14 MeV şi au secţiunea eficientă mare. În figurile 5 şi 6

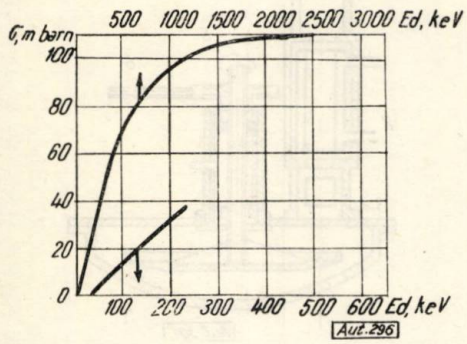


Fig. 5. Secţiunea eficientă a reacţiei D (d, n) He^3 (curba teoretică).

sînt arătate secţiunile eficiente ale acestor reacţii, în funcţie de energia deuteronilor incidenţi [9], iar în figura 7 este arătată energia neutronilor obţinuţi în funcţie de energia particulelor bombardate [8]. Productivitatea de neutroni depinde, în afară de secţiunea

acesteia de a disipa puterea dezvoltată de fasciculul incident. De aceea, construcţia judicioasă a ţintelor este un element important în

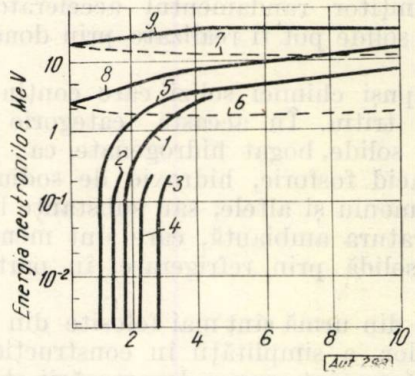


Fig. 7. Energia neutronilor obţinuţi funcţie de energia particulelor bombardante pentru reacţiile :

1 – p + Li^7 → n + Be^7 ; *2* – p + V^{51} → n + Cr^{51} ; *3* – n + Sc^{45} → n + Ti^{45} ; *4* – p + Cu^{65} → n + Zn^{65} ; *5* – p + T → n + He^3 ; *6* – energia neutronilor obţinuţi din reacţia D – D sub unghiul de 150° ; *7* – energia neutronilor obţinuţi din reacţia D – T sub unghiul de 150° ; *8* – energia neutronilor obţinuţi din reacţia D – D sub unghiul de 0° ; *9* – energia neutronilor obţinuţi din reacţia D – T sub unghiul de 0°.

realizarea generatoarelor de neutroni de mare intensitate, care folosesc accelerarea ionilor. Şi în acest caz ţintele metalice, în special cele

de beriliu, fiind uşor de răcit, pot produce fluxuri intense de neutroni la energii ale deuteronilor de peste 5 MeV. În figura 8 este dată

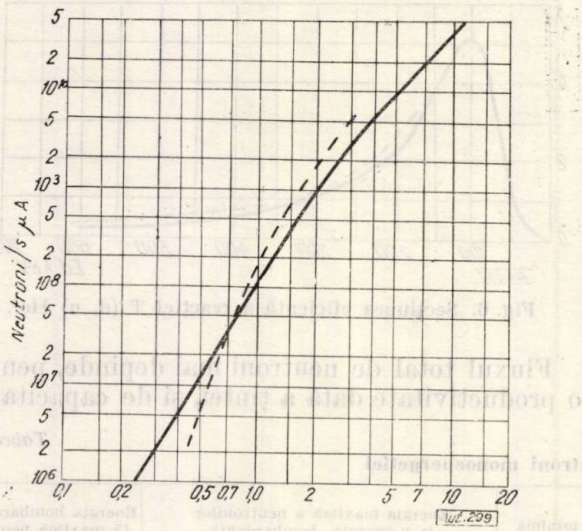


Fig. 8. Productivitatea pe unitatea de curent a fasciculului de deuteroni în funcţie de energia acestora pentru o ţintă groasă de beriliu pentru reacţia Be^{9} (d, n) B^{33}.

productivitatea pe unitatea de curent a fasciculului de deuteroni, în funcţie de energia acestora, pentru o ţintă groasă de beriliu.

Pentru realizarea reacţiilor D—D sau D—T se pot folosi ţinte de deuteriu sau tritiu gazoase sau solide. Ţintele gazoase sînt avantajoase, deoarece suportă o încălzire relativ puternică şi nu necesită procedee tehnologice complicate pentru fabricarea lor [10]. Ele prezintă dezavantajul că necesită o membrană de separare faţă de incinta vidată din care soseşte fasciculul, la traversarea căreia particulele bombardante pierd, de obicei, 150—200 keV, ceea ce reduce simţitor randamentul acceleratorului.

Ţintele solide pot fi realizate prin două procedee:

a) Compuşi chimici solizi care conţin deuteriu sau tritiu. În această categorie intră substanţe solide, bogat hidrogenate, ca: hidrocarburi, acid fosforic, hidroxid de sodiu, clorură de amoniu şi altele, sau substanţe lichide la temperatura ambiantă, care sînt menţinute în stare solidă prin refrigerare, în particular apă grea.

Acestea din urmă sînt mai folosite din cauza purităţii lor, a simplităţii în construcţie şi a faptului că nu sînt supuse dezagregării chimice. Productivitatea ţintelor de gheaţă pentru reacţii D—D şi D—T este dată în figura 9, iar în figura 10 este arătat un exemplu de realizare a unei asemenea ţinte.

b) Ţinte din care deuteriul sau tritiul este absorbit în stratul superficial al unui metal-suport. Suportul este, de obicei, construit dintr-un strat subţire de Ti sau Zr cu grosimea pînă la 1 μ, depus prin evaporarea în vid pe o placă dintr-un metal cu coeficient mic de difuzie a gazului. Această construcţie permite concentrarea întregii cantităţi de gaz absorbite

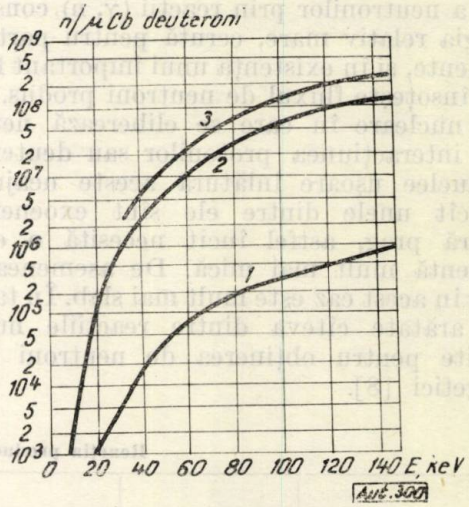


Fig. 9. Productivitatea ţintelor de gheaţă pentru reacţii D—D şi D—T, comparată cu a unei ţinte cu gaz absorbit: *1* – ţintă D_2O; *2* – ţintă $TiT_{1.5}$; *3* – ţintă T_2O.

într-o peliculă subţire, astfel încît reacţia de eliberare a neutronilor să poată avea loc înainte ca particula incidentă să fi pierdut o parte însemnată din energia sa în interiorul ţintei. În calitate de placă de bază se foloseşte, de obicei, argintul al cărui coeficient de difuzie

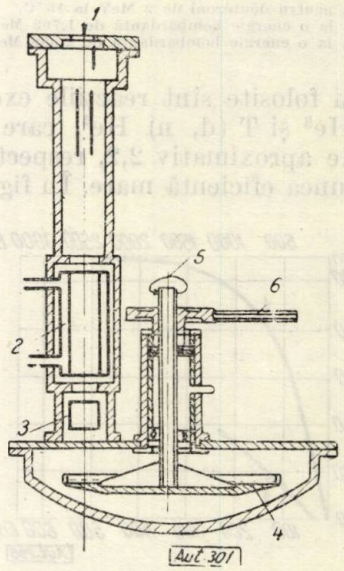


Fig. 10. Ţintă rotitoare de gheaţă grea:
1 – fascicul de deuteroni; *2* – capcană răcitoare; *3* – inel protector; *4* – peliculă de gheaţă grea; *5* – introducere azot lichid; *6* – curea de transmisie.

este mic. În figurile 11 şi 12 sînt date cantităţile de gaz care pot fi absorbite în Zr şi Ti, în funcţie de presiune şi temperatură. În mod obişnuit, gradul de saturare corespunde la un raport de 1—2 atomi de D sau T pentru fiecare atom de Ti sau Zr.

În figura 13 este dată productivitatea raportată la unitatea de putere pentru o ţintă T pe Ti, cu raportul atomic de 1,5. Se observă că maxi-

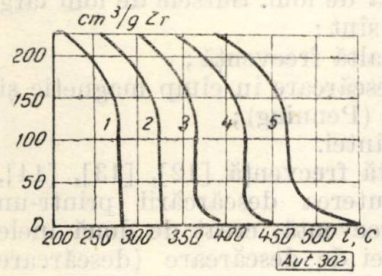


Fig. 11. Cantităţile de gaz care pot fi absorbite în Zr funcţie de presiune şi temperatură. Izobarele sistemului Zr-H pentru presiunile (în torr) :
$1 - 10^{-7}$; $2 - 10^{-6}$; $3 - 10^{-5}$; $4 - 10^{-4}$; $5 - 10^{-3}$.

mul productivităţii pentru unitatea de putere are loc pentru energia deuteronilor de aproximativ 170 keV.

Capacitatea de disipare a puterii pentru aceste ţinte, în montură răcită cu apă, este

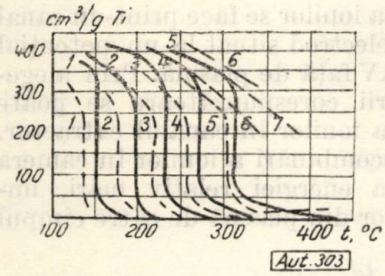


Fig. 12. Cantităţile de gaz care pot fi absorbite în Ti funcţie de presiune şi temperatură. Izobarele sistemului Ti-H pentru presiunile (în torr) :
$1 - 10^{-7}$; $2 - 10^{-6}$; $3 - 10^{-5}$; $4 - 10^{-4}$; $5 - 10^{-3}$; $6 - 10^{-2}$; $7 - 10^{-1}$.

——— Iodură de Ti; – – – – – – – Ti pulverizat.

de circa 100 W/cm². Ţintele cu gaz absorbit pe Ti şi Zr necesită o tehnologie de fabricaţie specifică şi au o durată de viaţă determinată de condiţiile de utilizare, ele fiind sensibile

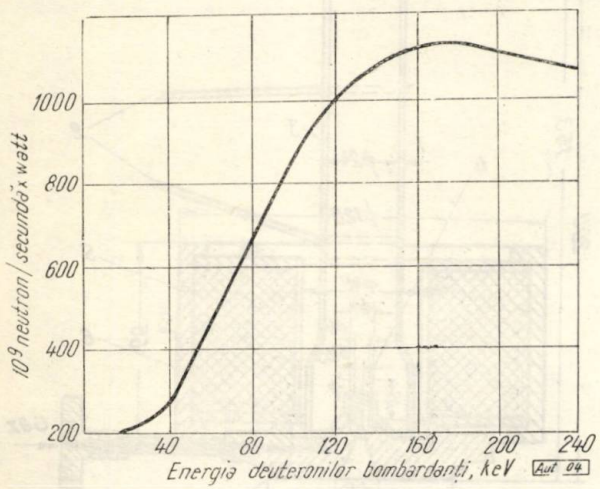


Fig. 13. Productivitatea unei ţinte de $TiT_{1,5}$, raportată la unitatea de putere.

la supraîncălziri. La o temperatură de peste 200—300°C gazul absorbit este eliberat. Asemenea ţinte sînt în prezent în fabricaţie de serie.

O variantă a ţintelor cu gaz absorbit, care este la îndemîna laboratoarelor care folosesc generatoare de neutroni, o constituie „autoţintele". Acestea se obţin prin expunerea unei plăci metalice la bombardare cu fascicul. Particulele sînt absorbite în această placă şi se acumulează pînă la saturarea stratului superficial al plăcii, servind drept ţintă pentru par-

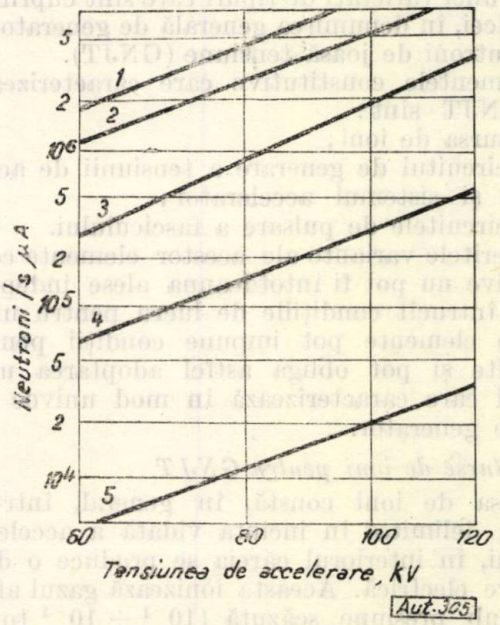


Fig. 14. Productivitatea pe unitatea de curent a autoţintelor :
1 — (grafit) curbă teoretică pentru reacţia D—T ; *2* — (cupru) curbă teoretică pentru reacţia D—T ; *3* — (grafit) curbă experimentală pentru reacţia D—T ; *4* — (cupru) curbă experimentală pentru reacţia D—T ; *5* — (grafit) curbă experimentală pentru reacţia D—D.

ticulele care sosesc ulterior. În cazul reacţiei D — T, fasciculul accelerat trebuie să fie compus atît din deuteroni, cît şi din tritoni ; astfel deuteronii absorbiţi în ţintă interacţionează cu tritonii accelerați, şi invers. Productivitatea ţintei este dependentă de coeficientul de difuzie al suportului şi de puterea de frînare, fiind cu atît mai mare cu cît acestea sînt mai mici. În cazul reacţiei D — T cu fascicul mixt, energiile de reacţie sînt determinate de tensiunea de accelerare şi de structura fasciculului care conţine următoarele tipuri de ioni : D^+ ; D_2^+ ; T^+ ; T_2^+ ; DT^+. În figura 14 este dată productivitatea autoţintelor de grafit şi cupru pentru reacţii D—D şi D—T.

Ca materiale-suport pentru autoţinte se mai folosesc Al, Ti, Cr, Fe, Ni, Zr, Mo, Pd, Ag, Ta, W, Ir, Pt, Au. În general, productivitatea autoţintelor este cel puţin de trei ori mai mică decît a ţintelor industriale cu Zr sau Ti.

Sisteme de accelerare pentru generatoare de neutroni de joasă tensiune

Generatoarele de neutroni care folosesc reacţiile exoterme D — D sau D — T necesită accelerarea ionilor la energii scăzute, de cîteva sute de keV. Din această cauză construcţia lor este mai simplă şi mai uşor de exploatat, ceea ce a

determinat studierea şi elaborarea unui mare număr de variante care urmăresc obţinerea unui randament energetic bun, a unui flux de neutroni continuu sau pulsat, gabarit redus etc. Nu toate aceste performanţe se pot obţine la un singur generator şi acest fapt justifică existenţa unei varietăţi de tipuri care sînt cuprinse, de obicei, în denumirea generală de generatoare de neutroni de joasă tensiune (GNJT).

Elementele constitutive care caracterizează un GNJT sînt:

— sursa de ioni;

— circuitul de generare a tensiunii de accelerare şi sistemul accelerator;

— circuitele de pulsare a fasciculului.

Diferitele variante ale acestor elemente constitutive nu pot fi întotdeauna alese independent, întrucît condiţiile de lucru pentru unul dintre elemente pot impune condiţii pentru celelalte şi pot obliga astfel adoptarea unei soluţii care caracterizează în mod univoc un tip de generator.

1. *Surse de ioni pentru GNJT*

Sursa de ioni constă, în general, într-un spaţiu delimitat în incinta vidată a acceleratorului, în interiorul căreia se produce o descărcare electrică. Aceasta ionizează gazul aflat aici sub presiune scăzută ($10^{-1} \div 10^{-4}$ torr), iar un orificiu de comunicaţie între acest volum şi volumul acceleratorului propriu-zis permite extragerea ionilor şi trimiterea lor în sistemul de accelerare. Intensitatea fasciculului de ioni extras depinde de sistemul exterior folosit, de dimensiunile orificiului de extracţie şi, în cea mai mare măsură, de densitatea sarcinii în plasma descărcării. Aceasta din urmă este dependentă de: presiunea gazului, puterea electrică dezvoltată în descărcare, existenţa cîmpului magnetic, dimensiunile geometrice ale ansamblului etc. Pe de altă parte, în volumul ocupat de sistemul de accelerare presiunea gazului trebuie să fie suficient de mică, de ordinul a 10^{-3} torr sau mai puţin, pentru a nu se produce descărcări nedorite. Sub acest aspect GNJT se pot realiza cu aceeaşi presiune în sursă şi în sistemul accelerator sau cu presiuni diferite.

Prima categorie nu necesită existenţa unui sistem de circulaţie a gazului care să asigure diferenţa de presiune dintre sursă şi accelerator şi constituie clasa acceleratoarelor cu tub sudat.

A doua categorie comportă alimentarea în permanenţă a sursei de ioni cu gaz şi pomparea continuă a tubului de accelerare, astfel că, datorită conductanţei mici a canalului de comunicaţie dintre acestea două, se realizează la echilibru în sursa de ioni o presiune de $10^{-2} \div 10^{-3}$ torr, iar în tubul de accelerare, sub 10^{-5} torr. Generatoarele din această categorie (GNJT de laborator) sînt mai complexe şi mai voluminoase din cauza dispozitivelor de alimentare cu gaz şi de pompare, însă permit obţinerea unui flux intens de neutroni, determinat de intensitatea mare a fasciculului de deuteroni pe care îl poate furniza sursa de ioni. Sursele de ioni larg folosite în GNJT sînt:

— sursele de înaltă frecvenţă;

— sursele cu descărcare în cîmp magnetic şi electroni oscilanţi (Penning);

— sursele cu scîntei.

Sursele de înaltă frecvenţă [12], [13], [14], [15] transmit puterea descărcării printr-un cîmp de înaltă frecvenţă, creat de două inele exterioare camerei de descărcare (descărcare liniară) sau de o bobină care înconjoară camera de descărcare (descărcare inelară) la o frecvenţă de cîteva zeci de MHz, produsă de un oscilator care dă cîteva zeci sau sute de waţi. Camera de descărcare este realizată din cuarţ, sticlă pyrex sau ceramică, materiale cu pierderi mici de înaltă frecvenţă şi coeficient mic de recombinare a ionilor .Extracţia ionilor se face print-un canal practicat într-un electrod situat la un potenţial negativ de $1 \div 10$ kV faţă de plasmă. Prin alegerea unei geometrii corespunzătoare se poate asigura focalizarea ionilor în canalul extractor. Datorită slabei recombinări a ionilor în camera de descărcare şi a energiei relativ mari, imprimată electronilor din plasmă de către cîmpul

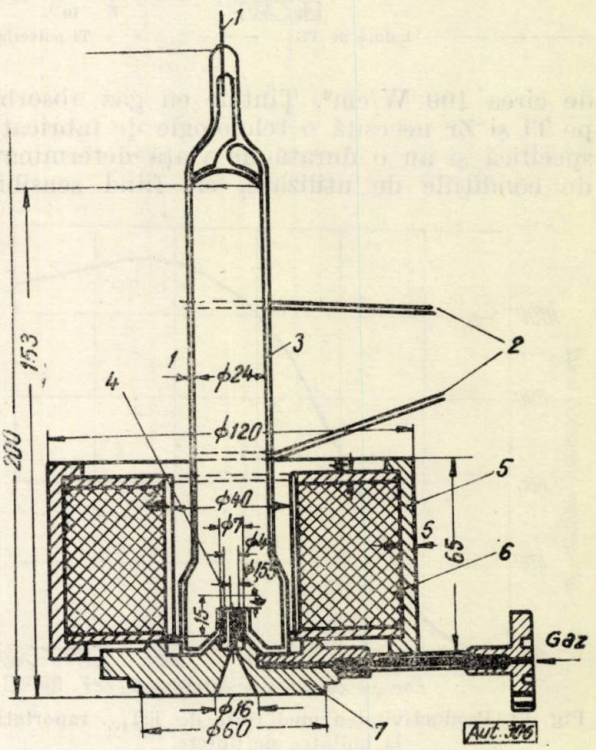


Fig. 15. Sursă de ioni de înaltă frecvenţă:

1 — electrod de tensiune înaltă; *2* — inele de radiofrecvenţă; *3* — corpul sursei; *4* — spaţii de ionizare; *5* — suport; *6* — electromagnet; *7* — electrod de extracţie.

de înaltă frecvenţă, conţinutul de ioni cu ionizare specifică mare este ridicat ($80 \div 90\%$), iar eficacitatea sursei, exprimată prin raportul

dintre fluxul util de particule încărcate care ies prin canalul extractor şi fluxul total de particule, poate atinge 10÷15%. În figura 15 este

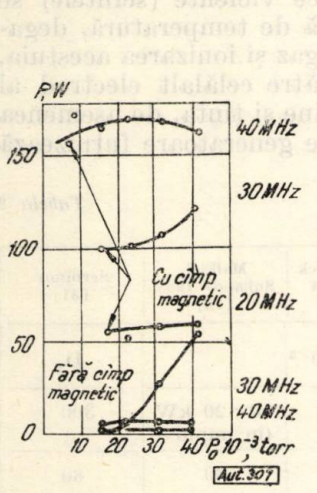


Fig. 16. Dependenţa puterii absorbite în descărcare funcţie de presiunea din sursa de RF.

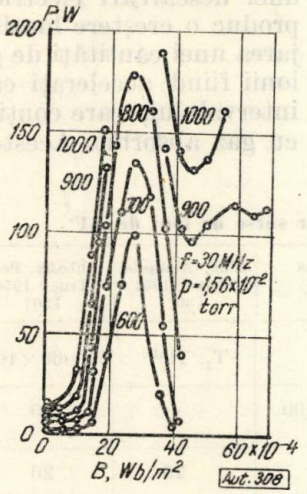


Fig. 17. Dependenţa puterii absorbite în descărcare funcţie de intensitatea cîmpului magnetic transversal, pentru diverse tensiuni de descărcare.

arătat un exemplu de construcţie a sursei de ioni, iar în figurile 16, 17 şi 18 este arătată dependenţa puterii absorbite în descărcare şi a curentului de descărcare în funcţie de presiune, frecvenţă şi intensitatea cîmpului magnetic, care se foloseşte uneori pentru a mări intensitatea descărcării.

Sursele cu descărcare în cîmp magnetic şi electroni oscilanţi [16], [17], [18], [19] sînt realizate dintr-o cameră de descărcare cilindrică în interiorul căreia se găseşte un anod inelar concentric cu aceasta, plasat într-un cîmp magnetic axial de 0,05 ÷ 1 Wb/m². Electronii liberi, produşi iniţial printr-un fenomen secundar sau prin termoemisie de la un termocatod situat la una din extremităţile camerei, oscilează în jurul anodului, fiind menţinuţi în zona axială de către cîmpul magnetic, asigurîndu-li-se

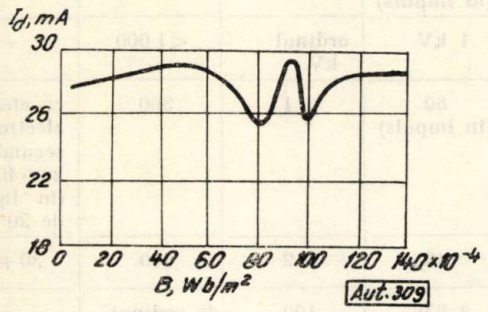


Fig. 18. Dependenţa curentului extras funcţie de intensitatea cîmpului magnetic în sursa de RF.

astfel un parcurs lung şi deci o posibilitate mare de ionizare. Construcţia acestor surse este mai simplă, ele au durată de viaţă mai lungă şi necesită, în general, o putere mai mică ce se aplică pe anodul alimentat cu cîteva sute de volţi. În schimb, atît eficienţa sursei, cît şi

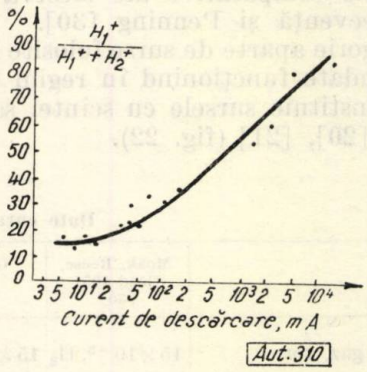


Fig. 19. Procentajul de ioni atomici extraşi funcţie de curentul de descărcare într-o sursă Penning.

conţinutul de ioni atomici sînt mai mici. Presiunea gazului în sursă este mai mică decît în cazul surselor de înaltă frecvenţă.

Prin creşterea curentului de descărcare şi a presiunii sau a cîmpului magnetic se pot

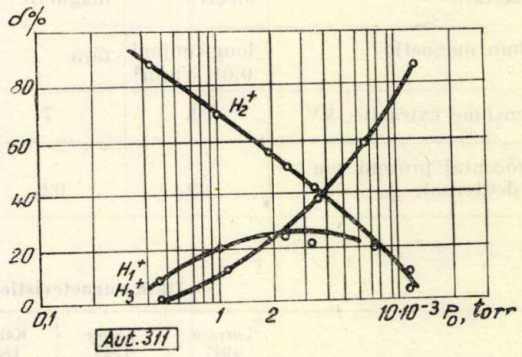


Fig. 20. Conţinutul ionic într-o sursă Penning funcţie de presiunea gazului cu care este umplută sursa (90% H_2; 10% O_2).

Cîmpul magnetic B = 0,078 Wb/m², curentul de descărcare I_d = 30 mA.

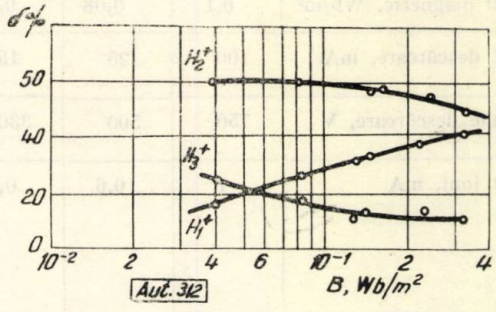


Fig. 21. Conţinutul ionic funcţie de cîmpul magnetic al sursei Penning.

Presiunea gazului (90% H_2 + 10% O_2) este $2\cdot10^{-3}$ torr; curentul de descărcare 30 mA.

realiza performanţe comparabile cu ale surselor de înaltă frecvenţă în ce priveşte conţinutul de ioni atomici şi intensitatea curentului extras (fig. 19, 20 şi 21).

Aceste posibilităţi fac ca sursele de acest tip să fie folosite cu prioritate în GNJT de mare intensitate, pulsate. În tabelele 2 şi 3 sînt arătate datele comparative ale cîtorva surse de înaltă frecvenţă şi Penning [30].

O categorie aparte de surse folosite la generatoarele sudate, funcţionînd în regim de impulsuri, o constituie sursele cu scîntei sau cu gaz absorbit [20], [21] (fig. 22).

În acest caz, unul dintre electrozii intervalului accelerator conţine o rezervă de deuteriu sau tritiu absorbită în Ti sau Zr, iar cu ajutorul unei descărcări electrice violente (scînteie) se produc o creştere locală de temperatură, degajarea unei cantităţi de gaz şi ionizarea acestuia, ionii fiind accelerați către celălalt electrod al intervalului, care conţine şi ţinta, de asemenea cu gaz absorbit. Aceste generatoare furnizează

Tabela 2

Date caracteristice ale unor surse de ioni de RF

	Moak, Reese, Good 1951 [30]	Goodwin 1953 [30]	Thomas 1953 [30]	Allen, Almquist Pepper 1951 [30]	Eubank, Peck Truell 1954 [30]	Malkiel, Suhanov 1958 [13]	Serbinov [31]
Presiune gaz, torr	15×10^{-3}, H_2	15×10^{-3}, D_2	H_2	T_2, He^3	$55\div60\times10^{-3}$		D_2
Putere RF, W	60	200	50—100	—	300	10÷20 kW (în impuls)	300
Frecvenţă, MHz	100	27	19	25	20	30	80
Curent de ioni, mA	1,25	0,6	1,65	0,2	15	50 (în impuls)	16
Consum gaz, cm^3/h	6	25	—	9	210	30	25
Excitaţie	electric	magnetic	magnetic	magnetic	magnetic	magnetic	magnetic
Cîmp magnetic	longitudinal 0,01 Wb/m^2	fără	fără	fără	fără	fără	fără
Tensiune extracţie, kV	5	7	3	3,5	5		4,5
Procentaj protoni sau deuteroni, %	92	92	70	70	90	80÷90	—

Tabela 3

Date caracteristice ale unor surse de ioni Penning

	Lorrain 1947 [30]	Keller 1949 [30]	Keller 1950 [30]	Veenstra 1952 [30]	Mineev, Kovpik 1963 [33]	Barnett 1953 [30]	Mills, Barnett 1954 [30]	Glazov 1964 [32]
Presiunea gaz, torr	$2\div20\cdot10^{-3}$, H_2	$10\cdot10^{-3}$ H_2	$12\cdot10^{-3}$ D_2	$5\cdot10^{-3}$ H_2	H_2	$0{,}3\cdot10^{-3}$ H_2	H_2	H_2
Cîmpul magnetic, Wb/m^2	0,1	0,08	0,08	0,1	0,4	0,06	0,7	0,08
Curent descărcare, mA	100	25	15	20	3A (în impuls)	—	5 000	3—8A
Tensiune descărcare, V	750	500	330	3 000	1 kV	ordinul kV	<1 000	—
Curent ioni, mA	1	0,6	0,38	1	80 (în impuls)	1	300	cu efect de electroni secundari 20÷40 mA (în impuls de 20 μs)
Consum gaz, cm^3/h	—	40	70	4	48	2	600	30÷60
Putere, W	75	12,5	5	60	3 kW (în impuls)	100	de ordinul kW	—
Tensiunea de extracţie, kV	5	20	20	30	35	5	10	20÷25 kV
Procentaj de protoni, %	50	16	28	20	80	50	82	aproximativ 80

fluxuri intense de $10^{13} \div 10^{16}$ n/s, în impulsuri scurte de $10^{-6} \div 10^{-9}$ s.

2. *Circuitul de generare a tensiunii înalte*

Accelerarea ionilor se efectuează, după ce aceştia au fost extraşi din sursă şi focalizaţi, în unul sau mai multe intervale acceleratoare, separate între ele prin spaţii fără cîmp electric. Divizarea tensiunii totale de accelerare pe mai multe intervale se face în scopul de a se îmbunătăţi focalizarea fasciculului de accelerat.

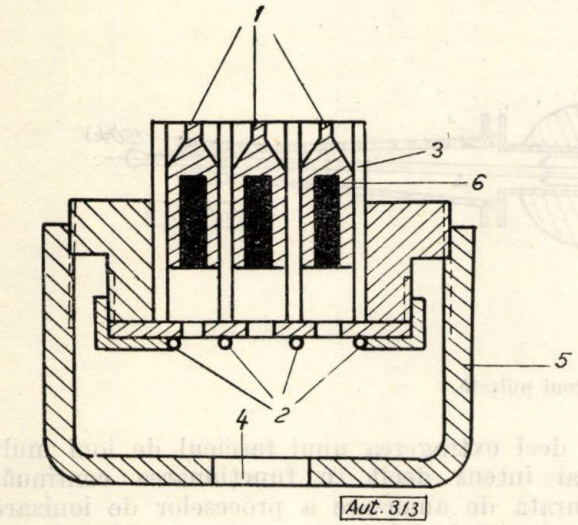
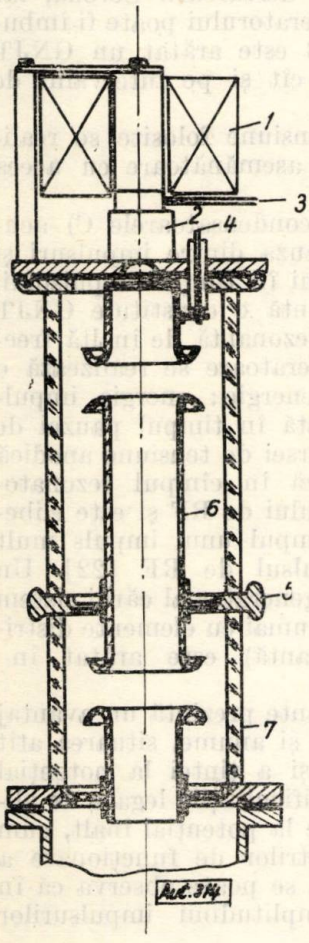


Fig. 22. Sursa cu scîntei:
1 – electrozi din Cu; *2* – electrozi din Ni; *3* – material izolant; *4* – orificiu de extracţie; *5* – electrod; *6* – substanţa de lucru (TiD; TiT; LiD; LiT).



←

Fig. 23. Tubul accelerator al unui generator de neutroni:
1 – bobinele electromagnetului; *2* – corpul sursei de ioni; *3* – ţeavă pentru introducerea gazului; *4* – electrod de înaltă tensiune; *5* – inele de susţinere şi alimentare; *6* – electrod accelerator; *7* – cilindru de sticlă.

Numărul intervalelor de accelerare nu este, de obicei, mai mare decît 3 – 4, pentru a nu complica prea mult construcţia sistemului accelerator. În figura 23 este arătată construcţia unui tub de accelerare de acest fel [14].

Uneori tubul de accelerare se realizează cu cîmp uniform, construcţia fiind cea arătată în figura 24.

Tensiunea acceleratoare este uniform divizată între un număr relativ mare de electrozi (20 ÷ 40) realizaţi sub formă de conuri sau discuri cu deschidere centrală mare, astfel încît în jurul axului cîmpul este aproape uniform. Tensiunea înaltă se poate obţine prin două procedee fundamental diferite:

– transportul mecanic al sarcinilor de la un potenţial scăzut la un potenţial ridicat;

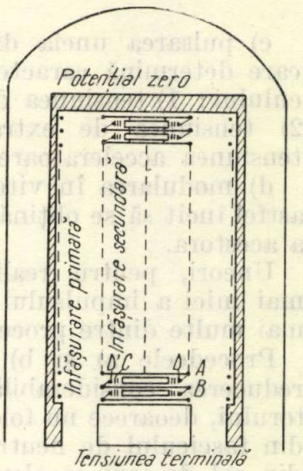
– folosirea de elemente redresoare în scheme de multiplicare a tensiunii.

Din prima categorie fac parte generatoarele cu bandă transportoare (van de Graaff) şi generatoarele cu rotor rigid. La acestea, transportorul de sarcini este încărcat la partea inferioară printr-o descărcare Corona, de tensiune relativ joasă (10 ÷ 40 kV), şi este transportat către electrodul de înaltă tensiune unde este depus tot printr-o descărcare Corona.

Din categoria a doua sînt mai des folosite generatoarele în cascadă cu multiplicare de tensiune (Cockroft-Walton) sau variante ale acestora special studiate pentru obţinerea unei puteri a fasciculului şi a unui randament ridicat. Dintre acestea, rezultate bune oferă generatorul cu transformator cu miez izolat. Miezul acestui transformator este divizat în segmente, izolate unul faţă de altul, pe care se află secţiunile corespunzătoare ale înfăşurării secundare. Tensiunea alternativă indusă în fiecare secţiune secundară (25 kV) este redresată cu elemente semiconductoare şi apoi înseriate de-a lungul întregii coloane. În figura 25

→

Fig. 25:
a – transformatorul cu miez izolat; *b* – schema echivalentă.



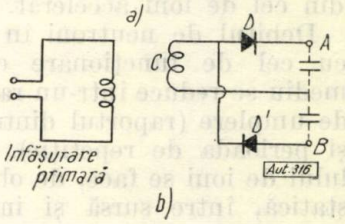
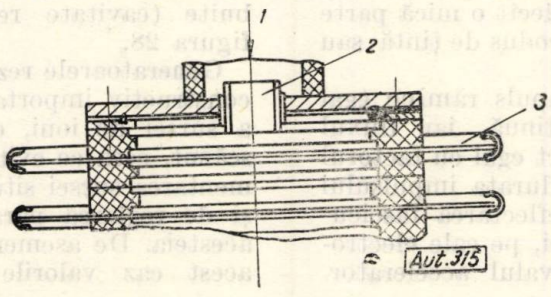


Fig. 24. Tub de accelerare cu cîmp uniform:
1 – de la sursa de ioni; *2* – electrod de focalizare; *3* – electrod accelerator.



sînt arătate schiţa unui asemenea accelerator şi schema electrică echivalentă.

3. *Generatoare de neutroni, pulsate*

Obţinerea unui flux de neutroni pulsat se poate realiza într-unul din următoarele moduri:

Pulsarea tensiunilor din sursa de ioni sau a tensiunii de accelerare constituie una dintre metodele eficiente de obţinere a unui flux intens de neutroni în impuls. Funcţionarea pulsată a sursei de ioni permite introducerea unei puteri mari în descărcare în timpul pulsului

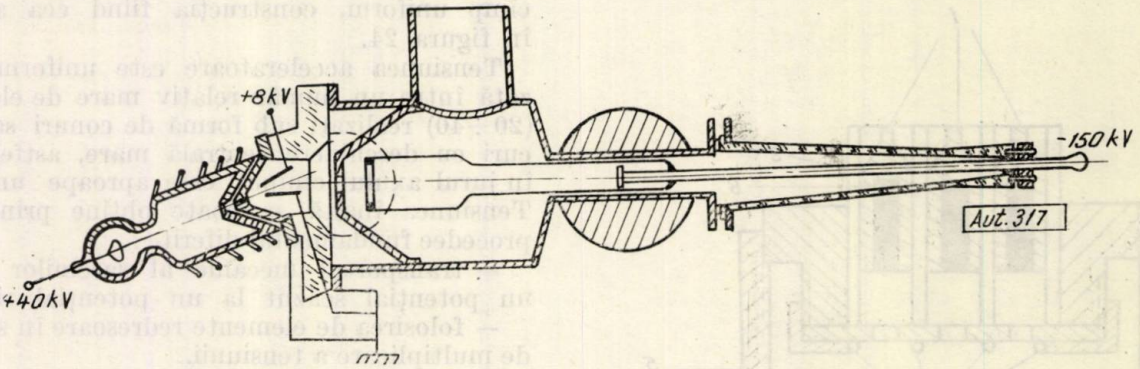


Fig. 26. Sursă de neutroni pulsată.

a) pulsarea fluxului continuu de neutroni, produs de generator printr-un sistem mecanic (Chopper);

b) deflectarea periodică a fasciculului de ioni înainte sau după accelerare, astfel încît acesta să lovească ţinta în intervale scurte de timp;

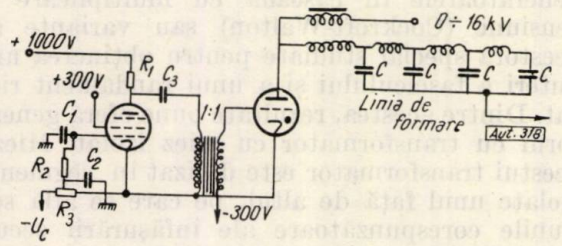


Fig. 27. Generator de tensiune.

c) pulsarea uneia dintre mărimile electrice care determină caracteristicile finale ale fasciculului: 1) tensiunea de descărcare din sursă, 2) tensiunea de extracţie şi focalizare, 3) tensiunea acceleratoare;

d) modularea în viteză a fasciculului de ioni, astfel încît să se obţină o grupare longitudinală a acestora.

Uneori, pentru realizarea unei durate cît mai mici a impulsului se pot folosi simultan mai multe dintre procedeele amintite.

Procedeele a) şi b) se caracterizează prin reducerea considerabilă a eficienţei generatorului, deoarece nu folosesc decît o mică parte din fasciculul de neutroni produs de ţintă sau din cel de ioni accelerat.

Debitul de neutroni în impuls rămîne egal cu cel de funcţionare continuă, iar fluxul mediu se reduce într-un raport egal cu factorul de umplere (raportul dintre durata impulsului şi perioada de repetiţie). Deflectarea fasciculului de ioni se face, de obicei, pe cale electrostatică, între sursă şi intervalul accelerator, şi deci extragerea unui fascicul de ioni mult mai intens decît în funcţionarea continuă. Durata de amorsare a proceselor de ionizare nu îngăduie obţinerea unor impulsuri mai scurte de 5—10 μs. În aceste GNJT tensiunea de accelerare este, de asemenea, pulsată, acest procedeu permiţînd scurtarea impulsului de ioni accelerat pînă la circa 1 μs. În acest fel se reduce şi pericolul descărcării Corona, iar eficienţa globală a generatorului poate fi îmbunătăţită. În figura 26 este arătat un GNJT pulsat atît pe sursă, cît şi pe intervalul de accelerare [13].

Generatoarele de tensiune folosite se realizează după o schemă asemănătoare cu aceea din figura 27.

Elementul reactiv (condensatoarele C) acumulează energia în pauza dintre impulsuri şi o eliberează fasciculului în timpul impulsului.

O categorie interesantă o constituie GNJT pulsate cu accelerare rezonantă de înaltă frecvenţă. În aceste acceleratoare se realizează o dublă acumulare de energie: energia impulsului de RF (acumulată în timpul pauzei de elementul reactiv al sursei de tensiune anodică pulsată) se acumulează în cîmpul rezonatorului în timpul impulsului de RF şi este eliberată fasciculului în timpul unui impuls mult mai scurt decît impulsul de RF [22]. Un exemplu de asemenea generator al cărui sistem rezonant este realizat numai cu elemente distribuite (cavitate rezonantă) este arătat în figura 28.

Generatoarele rezonante prezintă un avantaj constructiv important, şi anume, situarea atît a sursei de ioni, cît şi a ţintei la potenţial scăzut, ceea ce evită dificultăţile legate de alimentarea sursei situate la potenţial înalt, cum şi de reglarea parametrilor de funcţionare a acesteia. De asemenea, se poate observa că în acest caz valorile amplitudinii impulsurilor

sînt determinate de condiţiile de funcţionare ale sursei de ioni şi ale tubului oscilator, ele nedepăşind, de obicei, 10—20 kV, ceea ce reprezintă, de asemenea, un avantaj constructiv.

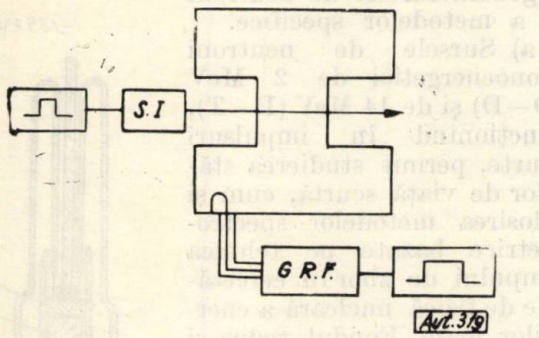


Fig. 28. Generator de neutroni, pulsat, în RF.

Sistemul rezonant poate fi excitat şi în regim tranzitoriu prin încărcarea condensatorului său şi descărcarea rezonantă a acestuia pe inductanţa corespunzătoare (fig. 29) [23].

În acest fel s-au obţinut impulsuri de $4 \div 5) \cdot 10^{-9}$ s, furnizînd un flux de $10^{13} \div 10^{14}$ n/s în impuls.

Reducerea în continuare a duratei impulsului la generatoarele enumerate, se poate face prin deflectarea sincronizată a fasciculului, astfel încît acesta să nu atingă ţinta decît într-o fracţiune din durata pulsului de ioni accelerați. Un astfel de dispozitiv este prevăzut la generatorul din figura 26.

O altă posibilitate mai eficientă de reducere a duratei impulsului constă în modularea în viteză a ionilor din pachetul care constituie un puls. Această modulare se realizează prin trecerea ionilor, înainte sau după accelerarea principală, printr-un interval la care este aplicată o tensiune alternativă. Faza acestei tensiuni este astfel reglată încît ionii din prima jumătate a pachetului să suporte o uşoară

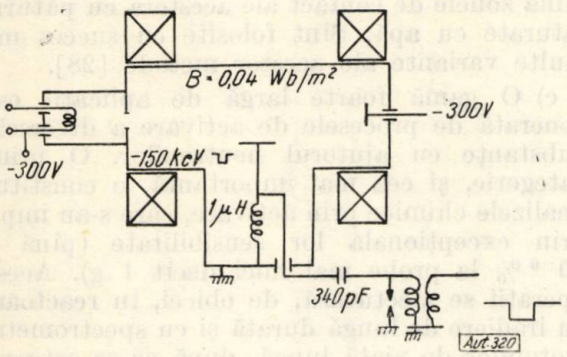


Fig. 29. Generator de neutroni, pulsat.

frînare, iar cei din a doua jumătate, o uşoară accelerare. În acest fel, după parcurgerea unei distanţe determinate — lungimea de grupare — toţi ionii pachetului se strîng în jurul centrului acestuia, obţinîndu-se astfel o reducere considerabilă a lungimii pachetului, care cade pe ţintă, deci a duratei impulsului de neutroni generaţi. Schema unui asemenea sistem este arătată în figura 30. În acest generator, fasciculul este pulsat prin deflectare înainte de accelerare pînă la un factor de umplere de 10^{-2}, iar după accelerare pulsurile sînt scurtate prin grupare pînă la un factor de umplere de 10^{-3}, fără a mai reduce din intensitatea medie a fasciculului accelerat.

Generatoare de neutroni de joasă tensiune, portabile

Necesităţile de cercetare şi exploatare în fizica şi tehnica nucleară, în geologie, în industria extractivă etc., şi mai ales dezvoltarea metodelor de carotaj radioactiv, au determinat realizarea unor surse de neutroni de dimensiuni reduse, care să poată funcţiona chiar în puţul unei sonde de exploatare. Aceste generatoare se construiesc cu tubul sudat, funcţionarea sursei de ioni şi accelerarea făcîndu-se la

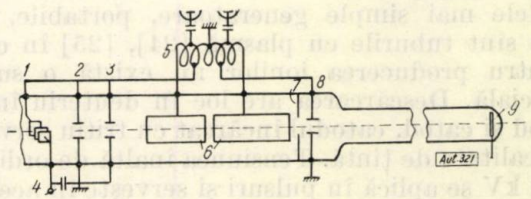


Fig. 30. Instalaţie pentru obţinerea pulsurilor scurte de neutroni:

1, 2, 3, 8 — plăci de deviere; *4* — borna plăcilor de deviere; *5* — circuitul generatorului; *6* — electrozii de accelerare; *7* — diafragmă; *9* — ţintă.

aceeaşi presiune. Funcţie de presiunea la care se produc procesele de formare şi accelerare ale ionilor, generatoarele portabile pot fi cu vid ($p = 10^{-5} \div 10^{-6}$ torr) sau cu gaz ($p = 10^{-3} \div \div 10^{-4}$ torr).

În generatoarele de neutroni portabile cu vid se folosesc surse cu scîntei (fig. 22), presiunea scăzută putînd fi menţinută vreme îndelungată cu ajutorul unei cantităţi mici de substanţă activă sau al unei pompe ionice, deoarece degajarea gazului din sursa de ioni are loc numai în momentul producerii impulsului. După mărimea fluxului de neutroni produs, tuburile cu vid sudate depăşesc tuburile cu vidare continuă şi pe cele sudate umplute cu gaz şi se apropie de reactoare şi acceleratoare liniare de electroni care folosesc reacţia (γ, n). Tehnologia de fabricaţie a acestora este însă foarte complicată, şi durata de viaţă mică. În figura 31 se dă schema unui generator de neutroni portabil, cu vid.

În generatoarele de neutroni, portabile, cu gaz, presiunea este reglată cu ajutorul unui getter cu funcţionare permanentă, realizat dintr-un filament de titan sau zirconiu, a cărui temperatură este comandată printr-un

curent electric. Sursele de ioni folosite în aceste generatoare sînt de tip Penning cu catod cald, cînd se urmăreşte funcţionarea în pulsuri

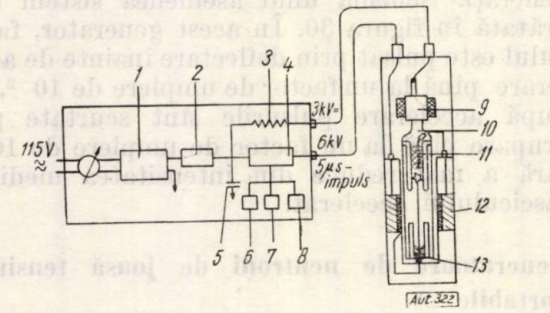


Fig. 31. Generator de neutroni, portabil, cu vid :

1 – transformator de înaltă tensiune ; *2* – redresor ; *3* – rezistenţă de scurgere ; *4* – tiratron ; *5* – condensator ; *6* – multivibrator (sincronizare internă) ; *7* – sincronizare manuală ; *8* – sincronizare externă ; *9* – pompă de vid ; *10* – racord de vid ; *11* – sursa de ioni ; *12* – transformator de impulsuri ; *13* – ţinta.

a aparatului (fig. 32) [19] (tubul generator de neutroni folosit în calitate de kenotron de înaltă tensiune), şi cu catod rece cînd se urmăreşte, în special, funcţionarea în regim continuu (fig. 33) [9].

Cele mai simple generatoare, portabile, cu gaz sînt tuburile cu plasmă [24], [25] în care pentru producerea ionilor nu există o sursă specială. Descărcarea are loc în deuteriu între anod şi catod, catodul încărcat cu tritiu servind în calitate de ţintă. Tensiunea înaltă de ordinul 150 kV se aplică în pulsuri şi serveşte în acelaşi

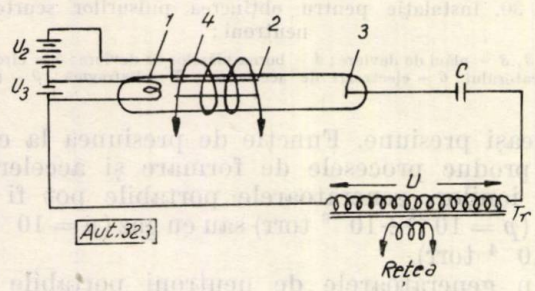


Fig. 32. Generator de neutroni, portabil, cu gaz pulsat :

1 – catod cald de Wolfram ; *2* – anod cilindric ; *3* – electrod cu ţintă ; *4* – bobina care produce cîmpul magnetic longitudinal ; *Tr* – transformator de înaltă tensiune.

timp ca tensiune de descărcare şi accelerare. Durata de funcţionare a tubului este de ordinul sutelor de ore, nefiind limitată de viaţa sursei de ioni.

În tabela 4 sînt date cîteva mărimi caracteristice ale unor GNJT.

Folosirea generatoarelor de neutroni de joasă tensiune

Generatoarele de neutroni de joasă tensiune, descrise în acest articol, au perspective extrem de largi de utilizare în diversele domenii ale ştiinţelor şi industriei, perspective ce se vor lărgi o dată cu perfecţionările tehnice, la care ele sînt deosebit de susceptibile. Acestei probleme îi este consacrată o literatură de specialitate bogată [3], [26], [27].

În încheiere ne vom mărgini la o enumerare sumară a unora dintre posibilităţile de folosire a generatoarelor de neutroni şi a metodelor specifice.

a) Sursele de neutroni monoenergetici de 2 MeV (D–D) şi de 14 MeV (D–T), funcţionînd în impulsuri scurte, permit studierea stărilor de viaţă scurtă, cum şi folosirea metodelor spectrometrice bazate pe tehnica timpului de zbor în cercetările de fizică nucleară a energiilor joase. Fondul redus şi structura energetică adecvată fluxului de neutroni asigură condiţii bune în ceea ce priveşte rezoluţia, precizia şi reproductivitatea determinărilor experimentale.

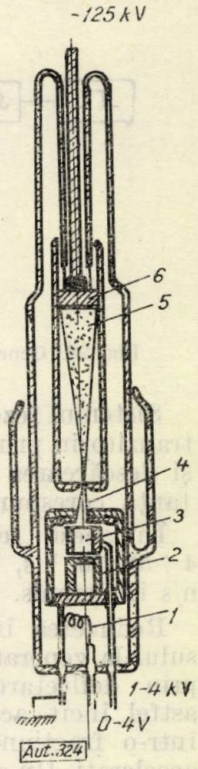


Fig. 33. Generator de neutroni, portabil, cu gaz :

1 – spirală cu gaz absorbit ; *2* – magnet ; *3* – anodul sursei de ioni ; *4* – interval accelerator ; *5* – fasciculul ionic ; *6* – ţintă.

Pulsuri scurte şi intense de neutroni se folosesc în cercetările de fizica reactoarelor nucleare pentru studierea duratei de viaţă a neutronilor în reactor, măsurări de reactivitate, în aprecierea influenţei impurităţilor din materialele de construcţie folosite etc.

b) Folosirea generatoarelor portabile, în particular a celor sudate, de dimensiuni mici a generat o tehnică specifică de mare utilitate în exploatările geologice. Metodele de carotaj cu neutroni se bazează pe proprietăţile moderatoare ale compuşilor organici şi pe proprietăţile absorbante ale soluţiilor saline. Astfel, se pot descoperi straturi petrolifere şi se pot determina zonele de contact ale acestora cu păturile saturate cu apă. Sînt folosite cu succes mai multe variante ale acestor metode [28].

c) O gamă foarte largă de aplicaţii este generată de procesele de activare a diverselor substanţe cu ajutorul neutronilor. O primă categorie, şi cea mai importantă, o constituie analizele chimice prin activare, care s-au impus prin excepţionala lor sensibilitate (pînă la 10^{-6} % la probe mai mici decît 1 g). Aceste operaţii se efectuează, de obicei, în reactoare, cu iradiere de lungă durată şi cu spectrometria izotopilor de viaţă lungă, după ce se aşteaptă dispariţia componentelor de viaţă scurtă. Un dezavantaj al acestui procedeu este durata mare a lui. Folosirea generatoarelor de neutroni de dimensiuni reduse, cu flux de ordinul a 10^8 n/s, prevăzute cu moderatori, permite analize expeditive, la locul de producţie chiar

Date caracteristice ale unor generatoare de neutroni de joasă tensiune *Tabela 4*

a) **Generatoare de neutroni cu vid cu evacuare continuă**

Tub accelerator	Sursa de ioni	Procentajul de ioni atomici, %	Sursa de înaltă tensiune	Amplitudinea tensiunii accelerator, kV	Ţinta	Curent pe ţintă, mA	Productivitate, n/s
1. Interval accelerator	înaltă frecvenţă în impuls	80—90	linie de formare şi transformare de impuls	180	Zr—T	40 (impuls)	10^{12} (impuls)
2. Interval accelerator	RF	90	generator în cascadă 32 kHz	200	Zr—T	5	10^{10}
3. Interval accelerator	înaltă frecvenţă	90	generator în cascadă, 75 kHz	400	Ti—T	1÷1,5	10^{10}÷10^{11}
Multe intervale accelerator	Penning	50	generator în cascadă	400	Zr—T Zr—D	1,5÷2 1,5÷2	10^{11}÷10^{12} 7×10^{8}

b) **Generatoare cu vid sudate**

Ioni acceleraţi	Regim de lucru		Amplitudinea tensiunii acceleratoare, kV	Ţinta	Amplitudine curent, A	Productivitate neutroni/impuls
	durata de impuls, μs	frecvenţa				
t	0,1—10	10 imp/min	150÷200	Ti—D	3	10^{7}
d	4— 5	1 impuls	150	Ti—T	—	10^{7}
t	1	1 impuls	300	Ti—D	180	10^{10}

c) **Generatoare de neutroni cu gaz**

Sursa	Gaz de umplere	Presiunea, torr	Regim de lucru	Tensiunea acceleratoare, kV	Ţintă	Curent pe ţintă, mA	Productivitate, n/s
Cu sursă specială cu vidare şi alimentare cu gaz continuu	D_2	$5\cdot10^{-3}$	continuu	80	Zr—T	1,5	$2,2\times10^{8}$
Cu sursă specială sudată de dimensiuni mici	D_2	$5\cdot10^{-4}$	impulsuri, f = 50 Hz	100—120	Zr—T	3÷6	10^{7}
	D_2+T_2	10^{-3}	continuu	125	autoţintă Ti	100	$3\cdot10^{8}$
Tub sudat cu plasmă	D_2	10^{-3}	impulsuri de 3 μs, f = 200 Hz	70—80	Ti—T		10^{6}, n/imp.

în condiţii de şantier, prin iradieri scurte, cu determinarea izotopilor de viaţă scurtă, fără pericol de contaminare. Aceasta se efectuează prin conectarea spectrometrului multicanal, imediat după încetarea iradierii eşantionului.

d) Folosirea izotopilor radioactivi de viaţă scurtă în metodele de trasori radioactivi este puternic limitată de timpul necesar transportului lor de la locul de producere (reactorul nuclear) la cel de utilizare, de exemplu, la instituţiile de cercetări medico-farmaceutice, biologice, pe terenurile experimentale de cercetări agricole, în laboratoarele de chimie şi metalurgie etc. Generatoarele de neutroni permit producerea acestor izotopi (Na^{24}, Mn^{56} etc.) cu puţin înainte de experimentarea lor sau chiar în timpul experienţei, ceea ce poate uşura condiţiile de lucru şi reduce pericolul de iradiere a personalului.

e) Activarea cu neutroni a unor substanţe poate fi folosită pentru cercetări de structură fizică, atunci cînd gamagrafia este greu de aplicat datorită transparenţei mari a obiectelor respective sau contrastului mic care se obţine. Prin activitatea indusă de către neutroni se pot efectua autografii de contrast

crescut, mai ales pentru substanţele care conţin elemente uşoare a căror secţiune de captură a neutronilor este mai mare.

f) În terapie, folosirea generatoarelor de neutroni permite să se transforme iradierea externă într-o iradiere internă locală, mai eficientă, prin folosirea unei activităţi alfa sau beta, induse. Un exemplu din multiplele metode posibile este următorul: se injectează B^{10} în tumoarea ce trebuie iradiată, se iradiază locul tumorii cu neutroni de la generator, şi izotopul B^{11} produs prin captură de neutron se dezintegrează în Li^7, cu eliberarea unei particule α, care acţionează nemijlocit asupra celulelor tumorii, este absorbită în aceasta şi nu are influenţă dăunătoare asupra ţesuturilor sănătoase.

Concluzii. În cele arătate au fost expuse sintetic principiile de funcţionare şi aspectele constructive ale generatoarelor de neutroni de joasă tensiune şi au fost enumerate sumar cîteva dintre posibilităţile lor de folosire. Simplitatea relativă, versatilitatea şi pericolul actinic redus pe care îl prezintă folosirea acestor generatoare vor face ca acestea să devină în viitorul apropiat instrumente la îndemîna oricărui laborator de cercetări, analize sau prospecţiuni, şi să fie folosite pe scară tot mai largă în urmărirea, controlul sau reglarea automată a unor procese tehnologice. Constatînd ritmul deosebit de rapid de dezvoltare şi pătrundere a tehnicii nucleare în economie este greu să se supraaprecieze rolul şi importanţa pe care le vor căpăta sursele şi metodele de lucru cu neutroni în următorii ani.

BIBLIOGRAFIE

[1] Teodorescu, I. şi Luchiann, I. *Acceleratoarele de particule, surse de radiaţii ionizante utilizate în procesele industriale şi de control.* În: Automatica şi Electronica **7**, nr. 5, 1963.

[2] Miller, C. W. *Industrial radiography and the linear accelerator.* În: Metro-Vickers Gazette **25**, nr. 12, 1954.

[3] Burril, E. şi Gregor, M. Mac. *The utilization of neutrons accelerator.* În: Nucleonics **18**, nr. 12, 1960.

[4] Grecescu, M. *Acceleratoare liniare de electroni.* În: Automatica şi Electronica **2**, nr. 1, 1958.

[5] Haltrich, S. şi Leibovici, I. *Betatronul.* În: Automatica şi Electronica **1**, nr. 3, 1957.

[6] Teodorescu, I. *Microtronul.* În: Automatica şi Electronica **3**, nr. 2, 1959.

[7] Kapiţa, F. P., ş.a. *Effektivnti silnotocinti mikrotron.* În: J.E.T.F. **41**, nr. 2, 1961.

[8] Vlasov, N. A. *Neitront.* Moscova, Gostehizdat, 1955.

[9] Alexandrovici, E. G. V. şi Sokovşin, V. A. *Nizkovoltntie neitronte gheneratorî.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 5, 1961.

[10] Johnson, C. H. şi Banta, H. E. În: Rev. Sci. Instr. **27**, nr. 132, 1956.

[11] Frentrop, A. şi Sherman, H. *Schlumberger tube for oil — well logging.* În: Nucleonics **18**, nr. 12, 1960.

[12] Peck, R. A. şi Eubank, H. P. *High current Cockroft-Walton accelerator for neutron production.* În: Rev. Sci. Instr. **26**, nr. 5, 1955.

[13] Malkiel, G. S. şi Suhanov, B. I. *Neutronti impulsnti istocinik.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 5, 1960.

[14] Strijak, V. I. şi Nazarob, N. S. *Neitronnte gheneratorî.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 2, 1961.

[15] Diacikov, B. A. şi Oparin, E. M. *Nizkovoltnti neitronti ghenerator monohromaticeskih neitronov.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 1, 1963.

[16] Keller, R. *Etude d'une source d'ions du type Penning.* În: Helvetica Physica Acta **22**, nr. 78, 1949.

[17] Flinta, I. *Pulsed high intensity ion source.* În: Nucl. Instr., nr. 2, 1958.

[18] Strijak, V. I. *Djerego ioniv dlia neitronogo gheneratora.* În: Ukr., Fiz. Jurn., nr. 3, 1959.

[19] Voiţik, L. P. şi Erozalimskii, B. G. *Laboratornti ghenerator neitronov.* În: Iadernaia gheofizika, nr. 356, 1959.

[20] Barney, C. I. *Three different ion sources.* În: Nucleonics **18**, nr. 12, 1960.

[21] Murgulia, G. E. şi Pliutto, A. A. *Ghenerator s iskrovim istocinikom ionov.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 5, 1961.

[22] Teodorescu, I. *Rezonant accelerators, with long accelerator gap.* În: Rev. Roum. Phys, nr. 5, 1964, p. 489.

[23] Frank Martina, E. şi Ashby, V. I. *Pulsed neutrons sources.* În: Rev. Sci. Instr., nr. 9, 1955.

[24] Kelly, R. D. şi Hamilton, J. C. *Pulsed neutron system for reactors measurements.* În: Rev. Sci. Instr., nr. 2, 1961.

[25] Bradock, J. V. *High yield generator of pulsed 14 MeV neutrons.* În: Rev. Sci. Instr., nr. 8, 1961.

[26] Alekseev, F. A. *Generatorî neitronov v iadernoi gheofizike.* În: Portativnîe gheneratorî neitronov. Moscova, Gosatomizdat, 1962.

[27] Savosin, S. I. *Perspectivnîe primenenia gheneratorov neitronov v razlicinîh otrasliah narodnogo hoziaistva.* În: Portativnîe gheneratorî neitronov. Moscova, Gosatomizdat, 1962.

[28] Noyer, W. A. *Diagrafie cu reacţie nucleară de inducţie.* În: Tehnica nucleară, nr. 3, 1962.

[29] Nygart, J. C. şi Post, R. F. *Recent advances in high power microwave electron accelerators in physics researches.* În: Nucl. Instr. Meth., nr. 11, 1961, p. 126 — 135.

[30] Kamke, D. *Elektronen und Ionenquellen.* În: Handbuch der Physik, vol. 33, 1956.

[31] Serbinov, A. N. şi Moroka, V. I. *Visokociastotnti ionnti istocinik s sotovoi sistemoi vîtiaghivania.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 27, 1960.

[32] Glazov, A. A. ş.a. *Ionnti istocinik protonogo uskoritelia na 1 MeV.* În: Priborî tehnika experimenta, nr. 1, 1964.

[33] Mineev, F. I. şi Kovpik, O. F. *Impulsnti istocinik monogozariadnîh ionov.* În: Priborî tehnika experimenta **4**, nr. 33, 1963.

Ing. BARBU ENEEA

Sinteza circuitului logic de necoincidenţă şi aplicaţiile lui

Circuitele logice simple care realizează funcţiile logice ŞI — SAU — NU trebuie combinate pentru alcătuirea unor scheme mai complexe necesare dispozitivelor de comutaţie.

Astfel de circuite, în principiu, au la bază suprapuneri de funcţii logice, iar elementele fizice care intră în structură nu sînt de un singur tip (tranzistoare, tuburi electronice, ferite, diode şi rezistenţe etc.), ci de tipuri diferite, în scopul asigurării unor indici tehnici şi economici cît mai buni.

Circuitul de necoincidenţă este un caz particular al funcţiei logice $\bigcup\bigcap$ (sume de produse logice cu $n-1$ variabile, negate în fiecare produs logic) şi poate fi definit ca un multipol cu n intrări şi o ieşire sau n ieşiri, la care, dacă se aplică semnal izolat la una dintre intrări, indiferent de ordinea intrării, va apărea semnal la ieşire, iar dacă se aplică două sau mai multe semnale simultan (coincidenţa semnalelor) nu va exista semnal la ieşire. Sistemul de valori pentru condiţiile de lucru ale circuitului de necoincidenţă este:

$$\begin{aligned} f_1(1,0,0,\ldots,0) &= 1 \\ f_2(0,1,0,\ldots,0) &= 1 \\ f_3(0,0,1,\ldots,0) &= 1 \\ f_n(0,0,0,\ldots,1) &= 1. \end{aligned} \tag{1}$$

Dacă se asociază intrărilor variabilele a_1, a_2, a_3, ..., a_n, atunci, pe baza sistemului de valori (1), se poate scrie formula logică astfel:

$$F = a_1\bar{a}_2\bar{a}_3\ldots\bar{a}_n \cup \bar{a}_1 a_2\bar{a}_3\ldots\bar{a}_n \cup \ldots \ldots \cup \bar{a}_1\bar{a}_2\bar{a}_3\ldots a_n. \tag{2}$$

Se observă că în relaţia (2) numărul sumelor logice este egal cu numărul variabilelor din fiecare produs logic. Fiecare produs logic, în realitate, reprezintă un dipol, aşa că totalitatea dipolilor conectaţi în derivaţie constituie dipolul de necoincidenţă (fig. 1), iar dacă nu se conectează în derivaţie, circuitul se transformă într-un multipol de necoincidenţă cu n ieşiri (fig. 2), iar schema are caracter selectiv.

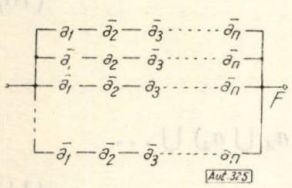


Fig. 1. Schema simbolică a dipolului de necoincidenţă nesimplificat.

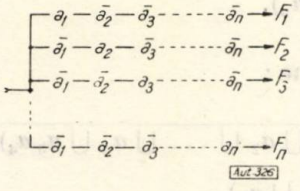


Fig. 2. Schema simbolică a multipolului de necoincidenţă nesimplificat.

Caracterul selectiv al schemei are multe aplicaţii dacă variabilele pot fi stimulate într-o anumită ordine.

Problema sintezei circuitelor logice, în general, şi a circuitului de necoincidenţă, în particular, are ca scop obţinerea unor scheme logice cu număr minim de elemente care să răspundă cerinţelor tehnice şi economice. Obţinerea numărului minim de elemente nu conduce totdeauna la schema cea mai economică, cînd este vorba de circuite logice combinate, deoarece unele circuite pot fi realizate cu elemente pasive sau cu elemente active, sau combinate.

La studiul circuitului de necoincidenţă se va pune accentul pe ambele aspecte ale problemei.

Sinteza circuitului de necoincidenţă

Pentru sinteza circuitului se pleacă de la formula logică alcătuită pe baza sistemului de valori impus şi apoi se caută reducerea numărului de variabile, astfel încît schema să conţină cît mai puţine elemente UNILOG. Acest lucru este posibil prin ordonarea şi scoaterea variabilelor în afara parantezelor.

Altă metodă de sinteză constă în echivalarea elementelor SAU — ŞI — NU prin structuri NICI sau prin circuite de INTERDICŢIE care se dovedesc deosebit de economice.

Prin folosirea legilor de comutativitate, asociativitate şi scoaterea variabilelor în afara parantezelor, relaţia logică (2) devine:

$$F = a_1\bar{a}_2\bar{a}_3\ldots\bar{a}_n \cup \bar{a}_1\Big\{a_2\bar{a}_3\ldots\bar{a}_n \cup \bar{a}_2\Big[a_3\ldots \ldots\bar{a}_n \cup \ldots \cup \bar{a}_{n-2}(\bar{a}_{n-1}a_n \cup a_{n-1}\bar{a}_n)\Big]\Big\}. \tag{3}$$

Pe aceleaşi considerente relaţia (2) mai poate fi scrisă sub forma:

$$F = \bar{a}_3\bar{a}_4\ldots\bar{a}_n(a_1\bar{a}_2 \cup \bar{a}_1 a_2) \cup \bar{a}_1\bar{a}_2\ldots\bar{a}_n(a_3\bar{a}_4 \cup \cup \bar{a}_3 a_4) \cup \ldots \cup \bar{a}_1\bar{a}_2\ldots\bar{a}_{n-2}(a_{n-1}\bar{a}_n \cup \bar{a}_{n-1}a_n). \tag{4}$$

Schemele simbolice, conform relaţiilor (3) şi (4), cu variabilele $a_1, a_2 \ldots a_n$, sînt reprezentate în figurile 3 şi 4.

Schema din figura 1 conţine un număr de variabile egale cu:

$$N_v = n^2. \tag{5}$$

Schema în scară, din figura 3, conţine un număr de variabile date de relaţia:

$$N'_v = n\,\frac{n+3}{2} - 1. \qquad (6)$$

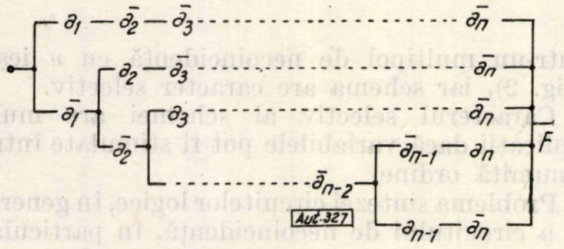


Fig. 3. Schema simbolică a dipolului de necoincidenţă cu structură în scară.

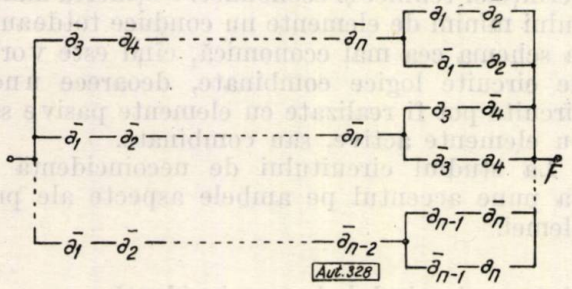


Fig. 4. Schema simbolică a dipolului de necoincidenţă cu structură simetrică.

Schema simetrică cu structuri SAU CU EXCLUDERE, din figura 4, conţine un număr de variabile date de relaţia:

$$N''_v = n\,\frac{n+2}{2}. \qquad (7)$$

Dacă se face raportul relaţiilor (5) şi (7) se obţine:

$$\frac{N_v}{N''_v} = \frac{n^2}{n\,\dfrac{n+2}{2}} = \frac{2n}{n+2}. \qquad (8)$$

Din relaţia (8) se vede că pentru $n \gg 2$ schema simetrică conţine cu 50% mai puţine variabile decît schema nesimplificată.

Metoda de sinteză, prin punerea în evidenţă a structurilor NICI, pleacă de la negarea grupelor de variabile inverse din fiecare conjuncţie după ce, în prealabil, s-au folosit legile de comutativitate şi asociativitate. Astfel relaţia (1) devine:

$$F = a_1\overline{(a_2 \cup a_3 \cup \ldots \cup a_n)} \cup a_2\overline{(a_1 \cup a_3 \cup \ldots \cup a_n)} \cup$$
$$\cup a_3\overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n)} \cup \ldots$$
$$\ldots \cup a_n\overline{(a_1 \cup a_2 \cup a_3 \cup \ldots \cup a_{n-1})}. \qquad (9)$$

Altă metodă de sinteză constă în transformarea relaţiei generale în structuri care să pună în evidenţă funcţiile de interdicţie şi, în final, o singură funcţie de interdicţie de forma: $F = A_1\overline{A}_2$. Pentru aceasta se folosesc legile de idempotenţă, comutativitate, asociativitate, distributivitate, absorbţie, proprietăţile lui 1, cum şi negarea termenilor în paranteze. În acest scop se pleacă de la relaţia (4) astfel:

$$F = \bar{a}_3\bar{a}_4\ldots\bar{a}_n(a_1\bar{a}_2 \cup \bar{a}_1a_2) \cup \bar{a}_1\bar{a}_2\ldots\bar{a}_n(a_3\bar{a}_4 \cup \bar{a}_3a_4) \cup \ldots \cup \bar{a}_1\bar{a}_2\ldots\bar{a}_{n-2}(a_{n-1}\bar{a}_n \cup \bar{a}_{n-1}a_n) =$$
$$= \overline{(a_3 \cup a_4 \cup \ldots \cup a_n)} \cdot (a_1 \cup a_2)(\bar{a}_1 \cup \bar{a}_2) \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n)}(a_3 \cup a_4)(\bar{a}_3 \cup \bar{a}_4) \cup \ldots$$
$$\ldots \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_{n-2})}(a_{n-1} \cup a_n)(\bar{a}_{n-1} \cup \bar{a}_n) = \overline{(a_3 \cup a_4 \cup \ldots \cup a_n)}(a_1 \cup a_2)\,\overline{a_1a_2} \cup$$
$$\cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n)}(a_3 \cup a_4)\,\overline{a_3a_4} \cup \ldots \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_{n-2})}(a_{n-1} \cup a_n)\,\overline{a_{n-1}a_n} =$$
$$= \overline{(a_3 \cup a_4 \cup \ldots \cup a_n \cup a_1a_2 \cup \overline{a_1 \cup a_2})} \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n \cup a_3a_4 \cup \overline{a_3 \cup a_4})} \cup \ldots$$
$$\ldots \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_{n-2} \cup a_{n-1}a_n \cup \overline{a_{n-1} \cup a_n})}. \qquad (10)$$

Relaţia (9) poate fi adusă la următoarele forme:

$$F = \overline{(a_3 \cup a_4 \cup \ldots \cup a_n \cup a_1a_2)}(a_1 \cup a_2) \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n \cup a_3a_4)}(a_3 \cup a_4) \cup \ldots$$
$$\ldots \cup \overline{(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_{n-2} \cup a_{n-1}a_n)}(a_{n-1} \cup a_n). \qquad (11)$$

$$F = (a_3 \cup a_4 \cup \ldots \cup a_n \cup a_1a_2 \cup \overline{a_1 \cup a_2})(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_n \cup a_3a_4 \cup \overline{a_3 \cup a_4})\ldots(a_1 \cup a_2 \cup \ldots \cup a_{n-2} \cup \overline{a_{n-1} \cup a_n}). \qquad (12)$$

$$F = (a_1 \cup a_2 \cup a_3 \cup \ldots \cup a_n)(\bar{a}_1 \cup \bar{a}_2)(\bar{a}_1 \cup \bar{a}_3)\ldots(\bar{a}_1 \cup \bar{a}_n)(\bar{a}_2 \cup \bar{a}_3)\ldots(\bar{a}_2 \cup \bar{a}_n)\ldots(\bar{a}_{n-1} \cup \bar{a}_n) =$$
$$= (a_1 \cup a_2 \cup a_3 \cup \ldots \cup a_n)\overline{(a_1a_2 \cup a_1a_3 \cup \ldots \cup a_1a_n \cup \ldots \cup a_2a_3 \cup \ldots \cup a_2a_n \cup \ldots \cup a_{n-1}a_n)}. \qquad (13)$$

Relaţiile logice stabilite permit realizarea unor scheme mai economice cu elemente de comutaţie fără contacte (statice) UNILOG, deosebit de utilizate în automatică. În afară

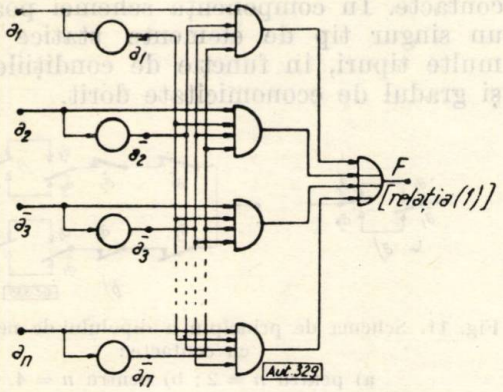


Fig. 5. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente NU—ŞI—SAU.

de elementele logice ŞI — SAU — NU se pot folosi structurile logice NICI şi de INTERDICŢIE, conform relaţiilor stabilite anterior prin inversiune.

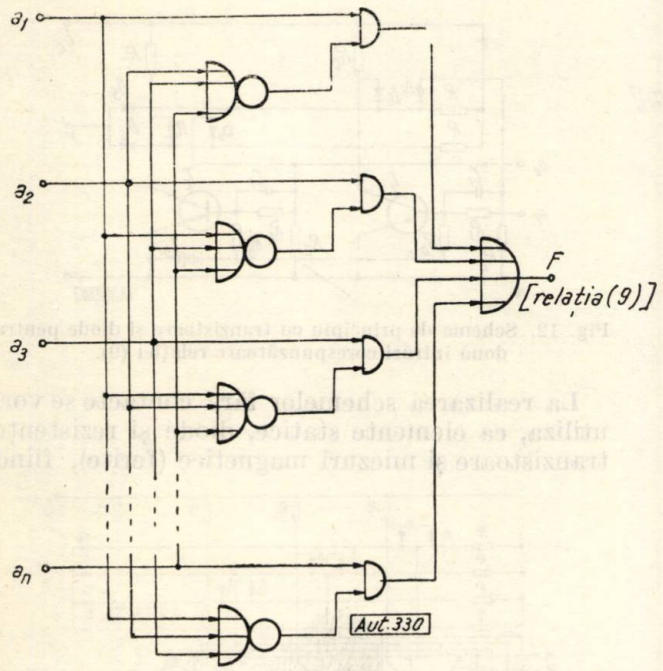


Fig. 6. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente NICI — ŞI — SAU.

Relaţiile (2), (3) şi (4) sînt utile la întocmirea schemelor cu contacte şi relee, pe cînd relaţiile (9), (10), (11), (12) şi (13), la realizarea schemelor logice cu elemente fără contacte. La fiecare relaţie logică corespunde o anumită schemă logică. Dacă se utilizează simbolurile uzuale pentru elementele logice ŞI — SAU — NU — NICI — INTERDICŢIE, atunci schemele simbolice corespunzătoare sînt următoarele:

Relaţia (2) transpusă în elemente logice NU — ŞI — SAU duce la schema simbolică reprezentată în figura 5.

Relaţia (9) transpusă în elemente NICI —

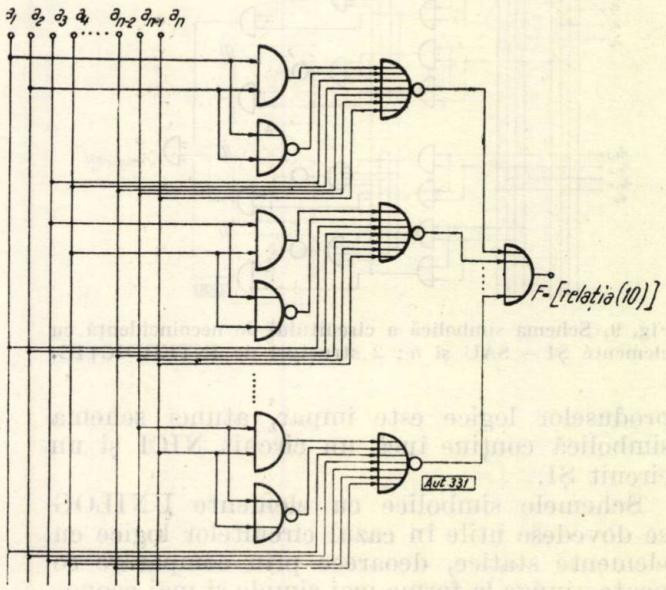


Fig. 7. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente ŞI — NICI — SAU.

ŞI — SAU duce la schema simbolică reprezentată în figura 6.

Schema simbolică după relaţia (10), cu elemente ŞI — NICI — SAU, este reprezentată în figura 7.

Utilizarea relaţiei (11) permite realizarea circuitului de necoincidenţă cu elemente ŞI — SAU — NICI, ca în schema simbolică reprezentată în figura 8, sau cu elemente ŞI — SAU — NU, putîndu-se pune în evidenţă structuri de INTERDICŢIE (*I*), ca în figura 9.

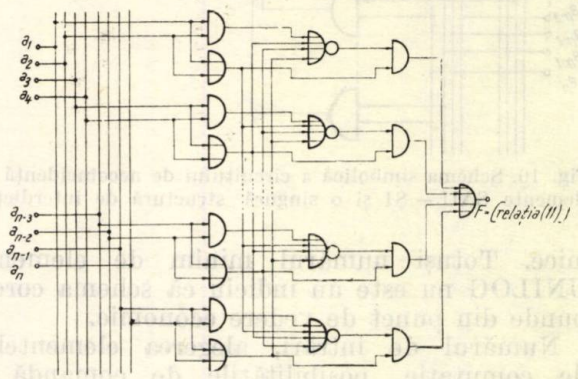


Fig. 8. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente ŞI — SAU — NICI.

Deoarece după relaţia (12) nu se ajunge la o schemă deosebită, ca număr de elemente şi structură, s-a trecut la relaţia (13), care duce la un singur circuit de INTERDICŢIE *I*, ca în schema simbolică reprezentată în figura 10.

Se menţionează că ultimele scheme simbolice sînt simetrice, adică corespund formulelor logice cu număr par de produse logice. Dacă numărul

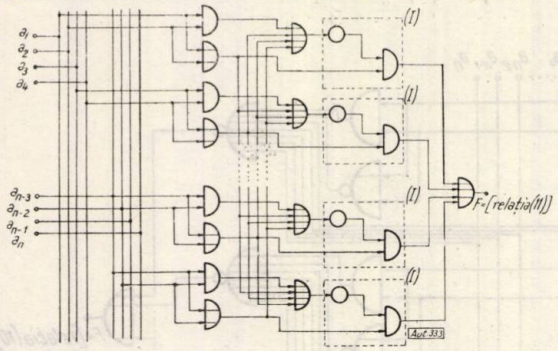


Fig. 9. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente ŞI — SAU şi n: 2 structuri de INTERDICŢIE.

produselor logice este impar, atunci schema simbolică conţine încă un circuit NICI şi un circuit ŞI.

Schemele simbolice cu elemente UNILOG se dovedesc utile în cazul circuitelor logice cu elemente statice, deoarece prin comparare se poate ajunge la forme mai simple şi mai econo-

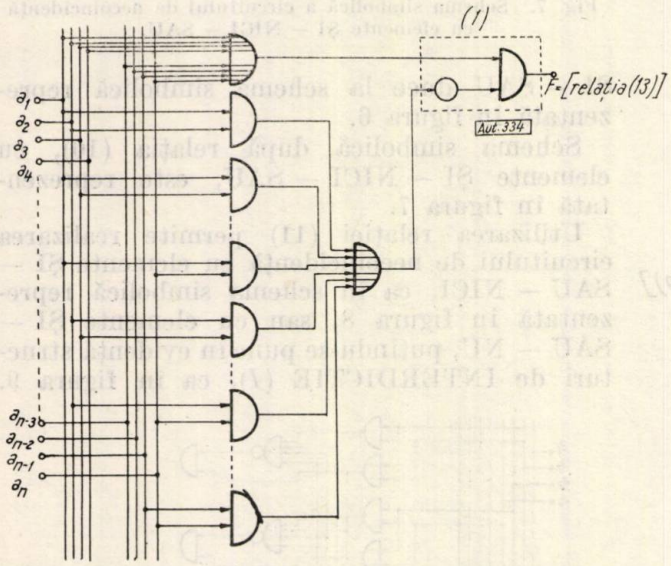


Fig. 10. Schema simbolică a circuitului de necoincidenţă cu elemente SAU — ŞI şi o singură structură de interdicţie.

mice. Totuşi numărul minim de elemente UNILOG nu este un indiciu că schema corespunde din punct de vedere economic.

Numărul de intrări, alegerea elementelor de comutaţie, posibilităţile de comandă a elementelor alese vor dicta în ultimă instanţă caracterul tehnic şi economic al circuitului logic stabilit prin sinteză. Ca urmare este indicat să se treacă de la schemele simbolice la schemele de principiu.

În acest scop se va limita numărul intrărilor la $n = 2$ şi $n = 4$, în vederea realizării schemelor de principiu.

Schemele de principiu ale circuitului de necoincidenţă

Circuitul de necoincidenţă poate fi realizat cu elemente cu contacte sau cu elemene fără contacte. În componenţa schemei poate intra un singur tip de elemente statice sau mai multe tipuri, în funcţie de condiţiile tehnice şi gradul de economicitate dorit.

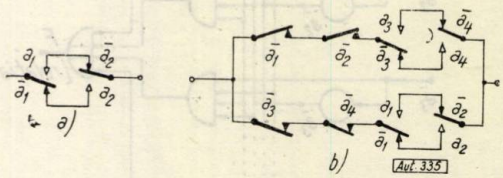


Fig. 11. Schema de principiu a dipolului de necoincidenţă cu contacte:
a) pentru $n = 2$; b) pentru $n = 4$.

Dacă se consideră $n = 2$ şi $n = 4$, în relaţia (4) se ajunge la schemele cu contacte şi relee reprezentate în figurile 11 a şi 11 b.

Se observă că numărul de contacte este mai mic, reducîndu-se la patru deschideri şi la patru comutări, în loc de 16, pentru $n = 4$, şi la două comutări, pentru $n = 2$.

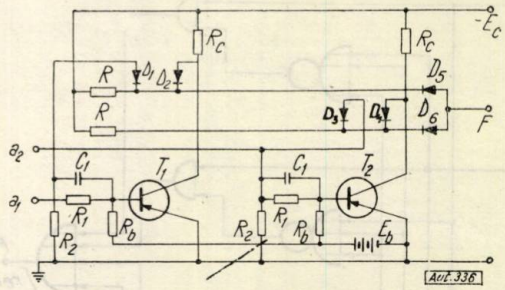


Fig. 12. Schema de principiu cu tranzistoare şi diode pentru două intrări corespunzătoare relaţiei (9).

La realizarea schemelor fără contacte se vor, utiliza, ca elemente statice, diode şi rezistenţe tranzistoare şi miezuri magnetice (ferite), fiind

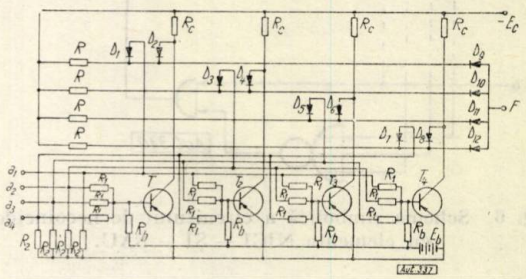


Fig. 13. Schema de principiu cu tranzistoare cu diode pentru patru intrări corespunzătoare relaţiei (9).

cele mai utilizate în sistemele moderne de comutaţie. Astfel schema simbolică din figura 6, cu elemente NICI — ŞI — SAU, realizată cu tranzistoare, diode şi rezistenţe, duce la schema de principiu reprezentată în figura 12, pentru $n = 2$, şi în figura 13, pentru $n = 4$.

Schema cu patru intrări conţine patru tranzistoare necesare circuitelor NICI, opt diode pentru circuitele ŞI şi patru diode pentru circuitul SAU. Dacă s-ar fi construit o schemă cu acelaşi tip de elemente de comutaţie, însă după relaţia (2), tot cu patru intrări, ar fi fost necesare 16 diode pentru circuitele ŞI, adică cu opt mai multe decît la schema cu circuite NICI.

Pentru $n = 2$, relaţia (10) devine:

$$\overline{F = a_1 a_2 \cup \overline{a_1 \cup a_2}}, \qquad (14)$$

iar pentru $n = 4$ rezultă:

$$\overline{F = (a_3 \cup a_4 \cup a_1 a_2 \cup \overline{a_1 \cup a_2}) \cup} \\ \overline{\cup (a_1 \cup a_2 \cup a_3 a_4 \cup \overline{a_3 \cup a_4})}. \qquad (15)$$

De la relaţia (14) şi schema simbolică reprezentată în figura 7 se ajunge la schema de principiu reprezentată în figura 14, iar de la

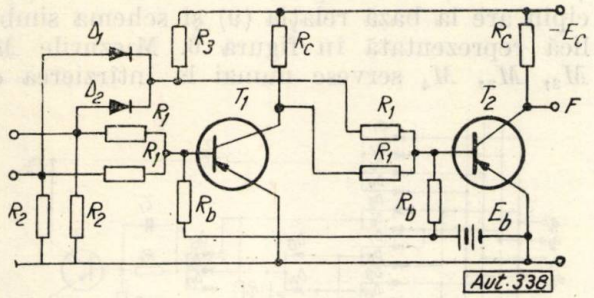


Fig. 14. Schema de principiu cu tranzistoare şi diode pentru două intrări corespunzătoare relaţiei (14).

relaţia (15) şi aceeaşi schemă simbolică, se poate realiza schema de principiu reprezentată în figura 15.

Se observă că schema din figura 14 conţine două tranzistoare şi două diode, în loc de două

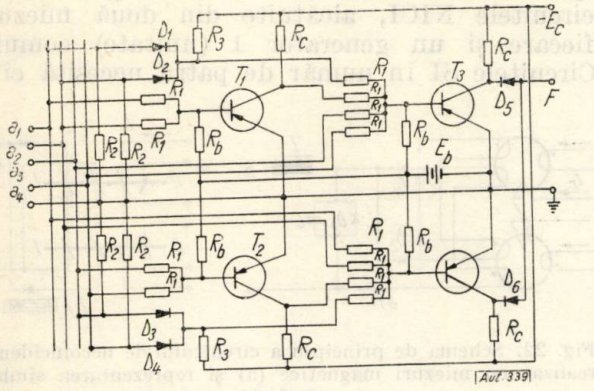


Fig. 15. Schema de principiu cu tranzistoare şi diode pentru patru intrări corespunzătoare relaţiei (15).

tranzistoare şi şase diode, cît conţine schema din figura 12, iar schema cu patru intrări (fig. 15) conţine şase diode în loc de 12 diode, cît conţine schema din figura 13.

Schema simbolică din figura 8, cu elemente ŞI — SAU — NICI, nu prezintă interes, deoarece conţine un număr mai mare de elemente deşi numărul intrărilor în circuitele NICI s-a redus la jumătate. O astfel de schemă poate

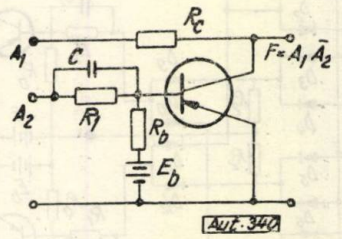


Fig. 16. Schema de principiu a circuitului de INTERDICŢIE cu comandă dublă.

fi luată în considerare numai dacă numărul intrărilor este foarte mare, ceea ce ar îngreuia proiectarea şi realizarea circuitelor NICI.

Relaţia (11) şi schema simbolică din figura 9 pot fi concretizate într-o schemă de principiu, punîndu-se în evidenţă structuri de INTERDICŢIE, la care elementul care realizează funcţia logică de interdicţie poate fi cu dublă comandă. Astfel circuitul care realizează funcţia $F = A_1 \overline{A}_2$ cu dublă comandă este reprezentat în figura 16. Se observă că tran-

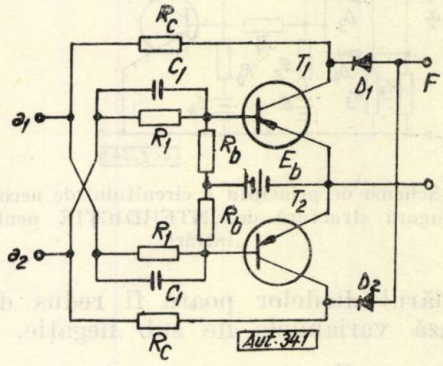


Fig. 17. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă cu structuri de INTERDICŢIE pentru două intrări.

zistorul este blocat de către sursa Eb, astfel încît aplicarea semnalului la intrarea A_1 are acces la ieşirea F. Aplicarea semnalului A_2 interzice semnalul A_1, deoarece tranzistorul începe să conducă. La funcţionarea acestei scheme, cum şi la schemele anterioare, se consideră convenţia I, la care potenţialul minus reprezintă cifra binară 1, iar lipsa de potenţial sau prezenţa potenţialului ridicat reprezintă cifra binară 0. Se menţionează că există scheme de interdicţie cu un singur tranzistor, la care comanda se face pe bază şi emitor, însă acestea prezintă interes mai mic.

Folosindu-se circuite de interdicţie, ca în figura 16, se ajunge la schema de principiu reprezentată în figura 17, pentru $n = 2$, şi la schema din figura 18, pentru $n = 4$.

Se observă că schema din figura 18 conţine un număr mai mic de tranzistoare, în schimb numărul diodelor creşte.

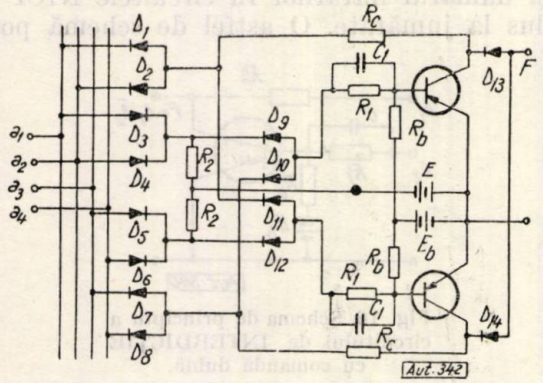


Fig. 18. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă realizat cu structuri de INTERDICŢIE pentru patru intrări.

De la formula (13) şi schema simbolică reprezentată în figura 10 se ajunge la o schemă de principiu cu un singur circuit de interdicţie, ca în figura 19, pentru $n = 2$, şi la schema reprezentată în figura 20, pentru $n = 4$.

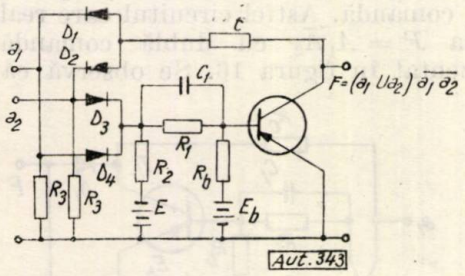


Fig. 19. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă cu o singură structură de INTERDICŢIE pentru două intrări.

Numărul diodelor poate fi redus dacă se grupează variabilele de sub negaţie, astfel:

$$F = (a_1 \cup a_2 \cup a_3 \cup \cup a_4)\,\overline{[a_1 a_2 \cup (a_1 \cup a_2)(a_3 \cup a_4) \cup a_3 a_4]}. \qquad (16)$$

De la relaţia logică (16) se ajunge la schema de principiu cu mai puţine diode, reprezentată în figura 21.

Circuitele de necoincidenţă cu mai multe intrări realizate cu miezuri magnetice ridică probleme speciale în legătură cu înregistrarea şi deplasarea semnalelor de la intrare la ieşire, mai ales dacă semnalele străbat un număr diferit de celule. Concordanţa deplasării impune introducerea unor circuite de întîrziere sau celule de deplasare suplimentare, conectate între intrare şi ieşire pe ramurile cu mai puţine celule.

În cazul a două intrări circuitul de necoincidenţă cu miezuri magnetice poate fi realizat cu două circuite de interdicţie, ca în figura 22, *a* şi reprezentarea simbolică din figura 22, *b*.

Dacă se consideră patru intrări, atunci schema de necoincidenţă cu miezuri magne-

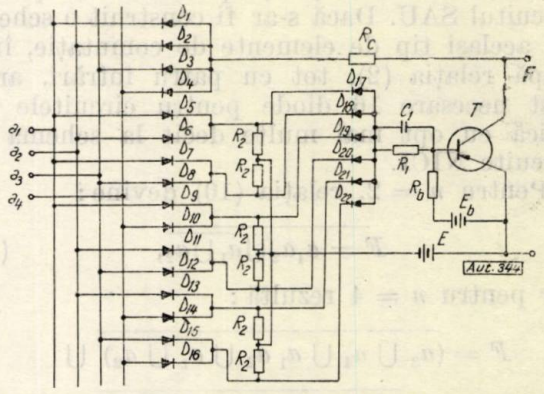


Fig. 20. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă cu o singură structură de INTERDICŢIE pentru patru intrări.

tice poate fi realizată cu elemente NICI — ŞI — SAU, ca în figura 23. Schema de principiu are la bază relaţia (9) şi schema simbolică reprezentată în figura 6. Miezurile M_1, M_2, M_3, M_4 servesc numai la întîrzierea cu

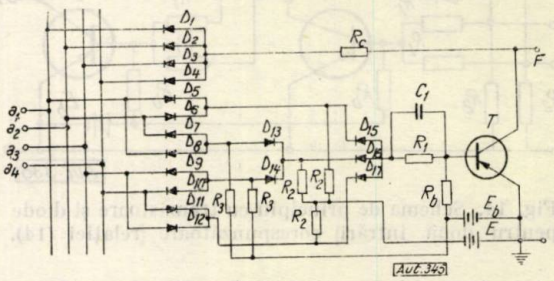


Fig. 21. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă cu o singură structură de INTERDICŢIE cu număr minim de diode pentru patru intrări.

un tact a impulsurilor care se transmit direct spre circuitele ŞI. Miezurile M_5 — M_{12} formează circuitele NICI, alcătuite din două miezuri fiecare şi un generator 1 (unitate) comun. Circuitele ŞI în număr de patru necesită cîte

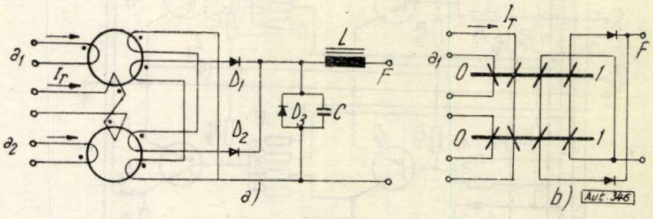


Fig. 22. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă realizat cu miezuri magnetice (a) şi reprezentarea simbolică (b).

două miezuri fiecare M_{13}, M_{14} ... M_{19}, M_{20}, iar una dintre intrări însumează două înfăşurări distribuite pe ambele miezuri. Circuitul SAU (colector) este format din miezurile M_{21} — M_{22}, cu patru înfăşurări de intrare, bobinate

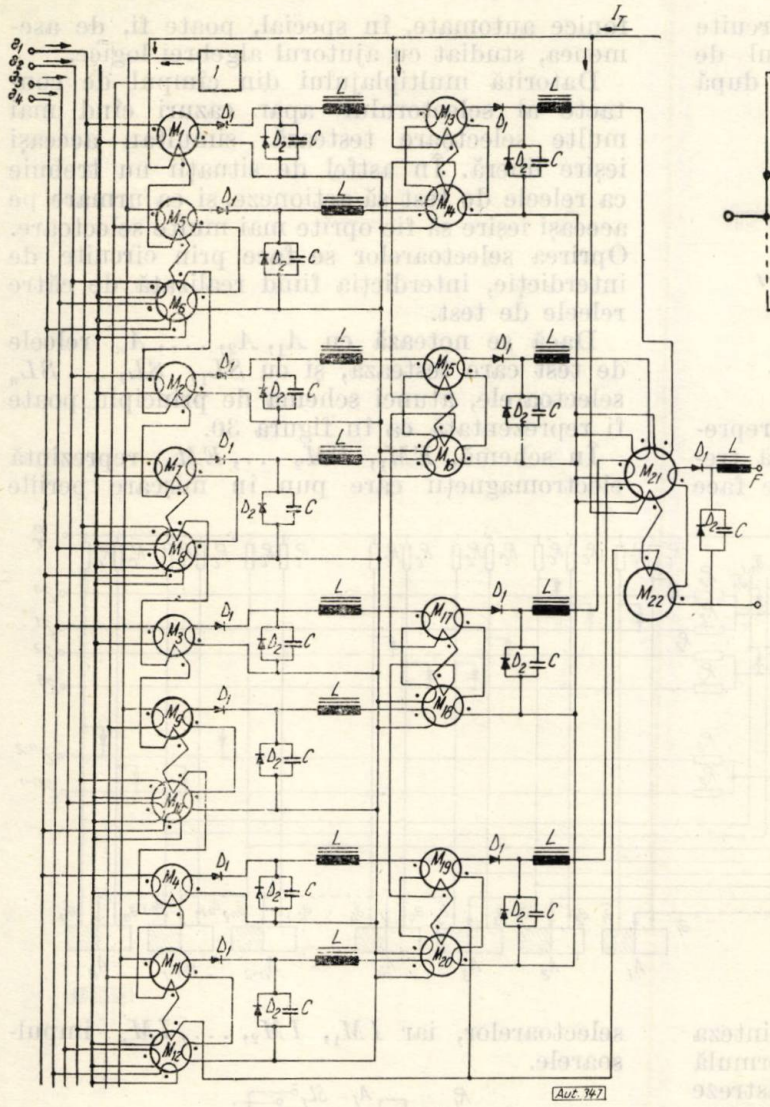


Fig. 23. Schema de principiu a circuitului de necoincidenţă realizat cu miezuri magnetice pentru patru intrări.

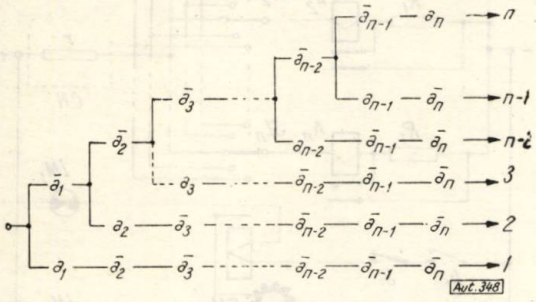


Fig. 24. Schema simbolică în scară a multipolului de necoincidenţă.

pe miezul M_{21}. Funcţionarea pe subansambluri şi ansambluri este specifică circuitelor cu miezuri magnetice.

Aplicaţiile circuitului de necoincidenţă

Pe baza relaţiilor logice (3) şi (4) se pot realiza multipoli cu un număr de ieşiri egal cu numărul variabilelor din formula logică,

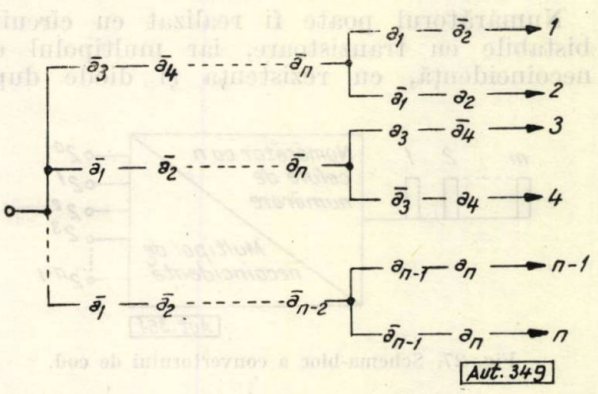


Fig. 25. Schema simbolică simetrică a multipolului de necoincidenţă.

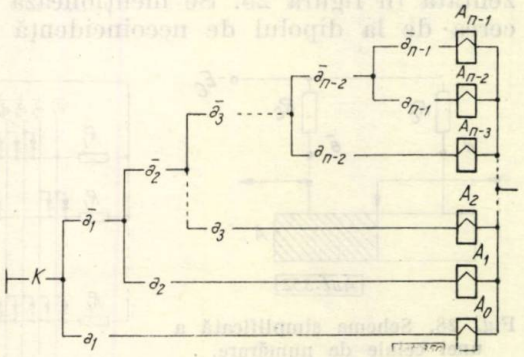


Fig. 26. Multipolul de necoincidenţă transformat în selector tip pas cu pas cu căutare liberă.

ca în schemele simbolice reprezentate în figurile 24 şi 25.

Dacă variabilele vor fi stimulate în ordinea a_1, a_2 ... a_n, atunci schema se transformă într-un selector cu n ieşiri.

Schema în scară, reprezentată în figura 24, poate fi transformată într-un selector cu relee de tip pas cu pas, cu căutare liberă, dacă pe fiecare ramură sînt conectate relee, iar variabilele negate de pe fiecare ramură sînt suprimate ca în figura 26.

Evoluţia schemei continuă atît timp cît contactul K este închis. Pentru păstrarea informaţiei sînt necesare contacte de automenţinere la fiecare releu.

Utilizarea circuitului de necoincidenţă ca sistem convertor de cod. Problema codificării, cum şi transformarea codurilor, este deosebit de importantă la transmiterea informaţiilor şi la maşinile electronice de calcul. Cu ajutorul multipolului de necoincidenţă, căruia i se asociază un numărător, se poate transforma codul monar de la intrarea sistemului în progresie gometrică cu raţia 2 la ieşirile sistemului, ca în schema-bloc reprezentată în figura 27.

Numărul ieşirilor stimulate în progresie geometrică depinde de numărul celulelor bistabile, conectate în cascadă. Dacă numărul lor este n, atunci numărul ieşirilor din multipol, de necoincidenţă, este $n - 1$.

Numărătorul poate fi realizat cu circuite bistabile cu tranzistoare, iar multipolul de necoincidenţă, cu rezistenţa şi diode după

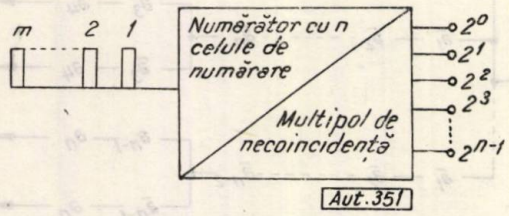


Fig. 27. Schema-bloc a convertorului de cod.

schema cu număr minim de elemente, reprezentată în figura 25. Se menţionează că trecerea de la dipolul de necoincidenţă se face

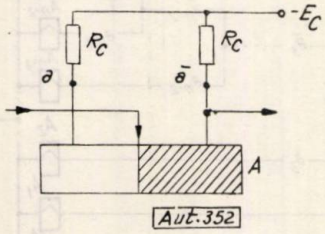


Fig. 28. Schema simplificată a unei celule de numărare.

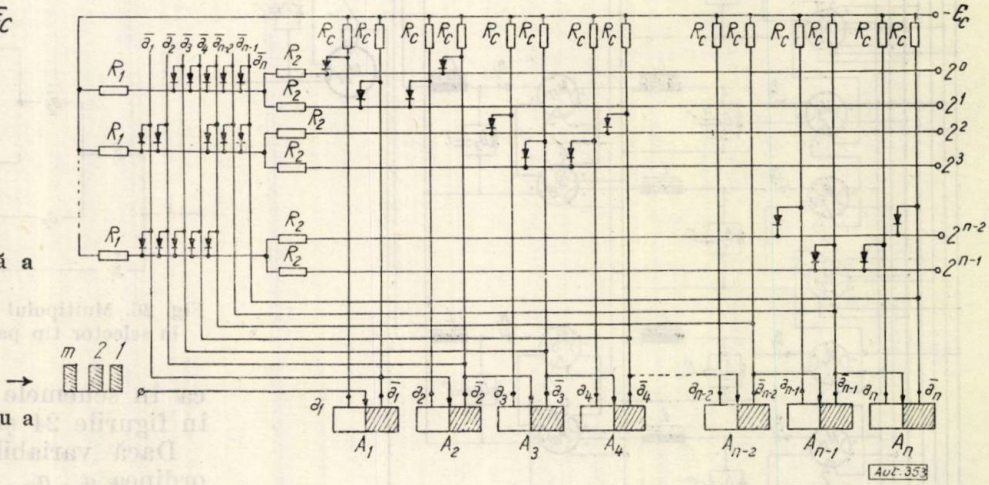


Fig. 29. Schema de principiu a convertorului de cod.

prin suprimarea circuitului SAU. Prin sinteza circuitului se dovedeşte că nu orice formulă logică duce la un multipol care să păstreze caracterul selectiv.

Pentru ca schema de principiu să nu se complice prea mult, celulele de numărare se vor reprezenta simplificat, ca în figura 28.

Cu aceste indicaţii schema convertorului de cod se prezintă ca în figura 29. Stimularea ieşirilor în progresie geometrică cu raţia 2 este posibilă datorită numărătorului, la care acţionarea individuală a celulelor bistabile se face tot în progresie geometrică cu raţia 2. Se menţionează că echiparea numărătorului cu descifrator cu 2^n ieşiri permite realizarea unor multipoli, la care ieşirile pot fi stimulate în orice ordine şi după diferite progresii, fie gometrice, fie aritmetice.

Analogia circuitului de test cu circuitul de necoincidenţă. Problema analogiei unor circuite cu funcţiuni complexe, cu circuite logice cunoscute, permite încadrarea lor în relaţii şi scheme logice, astfel încît pot fi studiate şi, ca urmare, perfecţionate.

Circuitul de test prin care se face verificarea, ocuparea şi blocarea ieşirilor libere în sistemele automate, în general, şi centralele telefonice automate, în special, poate fi, de asemenea, studiat cu ajutorul algebrei logice.

Datorită multiplajului din cîmpul de contacte al selectorului apar cazuri cînd mai multe selectoare testează simultan aceeaşi ieşire liberă. În astfel de situaţii nu trebuie ca releele de test să acţioneze, şi ca urmare pe aceeaşi ieşire să fie oprite mai multe selectoare. Oprirea selectoarelor se face prin circuite de interdicţie, interdicţia fiind realizată de către releele de test.

Dacă se notează cu $A_1, A_2, \ldots, A_n$ releele de test care testează, şi cu SL_1, $SL_2 \ldots SL_n$ selectoarele, atunci schema de principiu poate fi reprezentată ca în figura 30.

În schemă, EM_1, $EM_2 \ldots, EM_n$ reprezintă electromagneţii care pun în mişcare periile selectoarelor, iar IM_1, $IM_2, \ldots, IM_n$ impulsoarele.

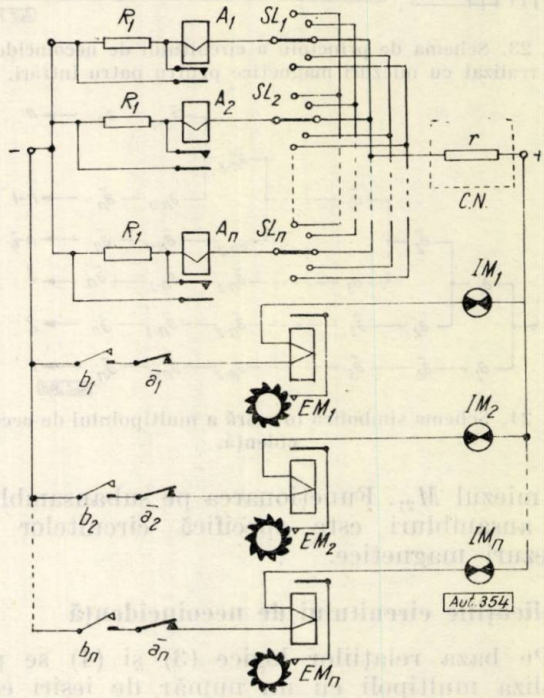


Fig. 30. Schema de principiu a testului simultan,

În procesul de căutare contactele $b_1, b_2 \ldots, b_n$ sînt închise, iar în momentul cînd unul dintre selectoare găseşte ieşirea liberă, circuitul electromagnetului este întrerupt de către releul de test prin contactul normal închis. Grupele de contacte $b_1\bar{a}_1$, $b_2\bar{a}_2 \ldots b_n\bar{a}_n$ reprezintă circuite de interdicţie.

Dacă testarea se face simultan de către mai multe selectoare, releele de test nu trebuie să acţioneze şi, ca urmare, circuitele electromagneţilor nu vor fi interzise.

Notîndu-se cu $I_1, I_2 \ldots I_n$ curenţii prin releele de test, se observă că aceştia străbat şi rezistenţa r, iar căderea de tensiune pe rezistenţă este funcţie de curenţii care o străbat. Astfel r poate fi asimilată cu un dipol a cărui conductibilitate depinde de curenţii care o străbat. Dacă se pune condiţia ca la testul individual, cînd trece numai curentul I_1 sau I_2 sau numai I_n, releul de test să acţioneze, adică să fie asigurată conductibilitatea, iar cînd vor trece 2 sau mai mulţi curenţi să nu acţioneze nici un releu de test, atunci se observă

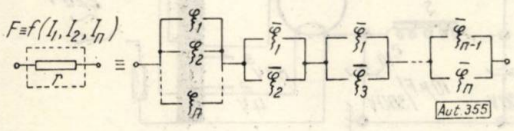


Fig. 31. Schema dipolului de necoincidenţă echivalent rezistenţei r din circuitul de test.

că rezistenţa serie r îndeplineşte funcţiile circuitului de necoincidenţă.

Dacă se asociază curenţilor variabilele ξ_1, $\xi_2 \ldots \xi_n$, atunci circuitul de necoincidenţă format din rezistenţa r are formula logică:

$$F=(\xi_1 \cup \xi_2 \cup \ldots \cup_n \xi_n)(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_2)(\bar{\xi}_1 \cup \bar{\xi}_3)\ldots(\bar{\xi}_{n-1} \cup \bar{\xi}_n) \quad (17)$$

şi poate fi reprezentată în schemele funcţionale ca în figura 31.

Concluzii

În urma sintezei circuitului de necoincidenţă se pot face observaţii asupra schemelor realizate cu elemente UNILOG, astfel încît numărul lor să fie minim.

Obţinerea numărului minim de elemente UNILOG nu îndreptăţeşte afirmaţia că schema corespunde şi din punct de vedere economic, iar asupra performanţelor tehnice nu se poate vorbi fără schema de principiu. Prin sinteză s-a căutat ca variabilele să fie grupate şi negate, sau anumiţi termeni să fie negaţi, astfel încît să conducă la circuite logice ŞI — SAU — NICI sau de INTERDICŢIE, care transpuse în scheme de principiu să poată fi complet analizate.

La alegerea diferitelor tipuri de elemente de comutaţie trebuie avut în vedere că negaţia impune introducerea elementelor active, în timp ce circuitele SAU — ŞI pot fi realizate şi cu elemente pasive.

Dacă se pune condiţia ca schema să conţină un număr minim de elemente active, atunci în formula logică numărul negaţiilor trebuie să fie minim, iar dacă termenii pot fi grupaţi, atunci se va căuta să se exprime prin structuri NICI, eventual INTERDICŢIE.

Sinteza arată că schemele care corespund din punct de vedere economic reclamă folosirea unor elemente de comutaţie de tipuri diferite.

Aducerea relaţiilor logice la grupări de doi termeni care să exprime interdicţia se dovedeşte deosebit de interesantă la realizarea schemelor de principiu cu elemente statice.

Aplicaţiile circuitului de necoincidenţă sînt, de asemenea, importante, deoarece se ajunge la schema de selecţie (selectoare), al căror studiu şi încadrare în relaţii logice sînt destul de dificile, ca de altfel şi la circuitele cu contacte şi rezistenţe, cum sînt circuitele de test.

Combinarea numărătorului cu multipolul de necoincidenţă în scopul transformării codului monar în multipol, cu ieşiri în progresie gometrică, poate fi generalizată şi la alte circuite şi, ca urmare, folosită în sistemele automate şi la maşinile electronice de calcul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. C. *Circuite cu tranzistoare*, I. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1961.

[2] Moisil, Gr. C. *Circuite cu tranzistoare*, II. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1962.

[3] *Circuite cu tranzistoare*. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[4] Costake, N. şi Lazăr, I. S. *Metode de sinteză a circuitelor logice fără memorie*. În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1962.

Fiz. S. STOICOVICI

Umidometrul electronic de rezonanţă

Determinarea umidităţii materialelor (amestecurilor) sub formă de pulbere se face, în general, prin metoda gravimetrică. Deşi dă rezultate exacte, această metodă prezintă însă următoarele dezavantaje :

a — timp îndelungat pînă la obţinerea rezultatului final ;

b — imposibilitatea de a crea un instrument portabil bazat pe această metodă.

Umiditatea materialelor pulverulente sau granulare se poate însă măsura şi cu metode electrice [1].

În funcţie de mărimea care se măsoară, există umidometre rezistive, care măsoară rezistivitatea materialului controlat, şi umidometre capacitive, care măsoară capacitatea unui condensator plan ale cărui plăci s-au introdus în material.

Umidometrele rezistive au ca avantaj faptul că pot fi construite după scheme electronice simple. Dezavantajul lor esenţial constă în faptul că rezistivitatea depinde de mulţi factori [2], ca de exemplu : *p*H-ul materialului, îndesarea, forma electrozilor traductorului, compoziţia necorectă (în cazul amestecurilor).

Umidometrele capacitive, care măsoară, în fond, variaţii ale constantei dielectrice a materialului cînd acestuia i se schimbă umiditatea, nu au aceste dezavantaje. Deoarece există o diferenţă mare între constanta dielectrică a apei pure ≈ 80 şi a celorlalte materiale rău conducătoare de electricitate ≈ 4, variaţii însemnate ale factorilor indicaţi mai înainte nu influenţează precizia determinărilor umidităţii materialului controlat sau a constantei sale dielectrice globale.

În acest articol se prezintă construirea unui umidometru electronic capacitiv pentru măsurarea umidităţii materialelor de formare de la turnătorii. Domeniul de umiditate pentru care instrumentul a fost construit este de 0—10 %. Umidometrul este compus dintr-un traductor capacitiv (condensator plan), conectat la o schemă electronică de măsurare.

Construcţia aparatului

Din literatură [3] se ştie că între capacitatea unui condensator plan, constanta dielectrică şi umiditatea materialului dintre plăcile condensatorului există următoarea relaţie :

$$C = 0{,}089 \frac{S}{4\pi d} \varepsilon_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_a - \varepsilon_0}{\varepsilon_a + 2\varepsilon_0} \cdot p\right), \text{ pF.} \qquad (1)$$

în care :

C este capacitatea traductorului, pF ;
S = suprafaţa plăcilor traductorului, cm² ;
d = distanţa dintre plăci, cm ;
ε_a = constanta dielectrică a apei ;
ε_0 = constanta dielectrică a materialului uscat ;
p = procentul de umiditate al materialului.

Din această relaţie rezultă că între capacitate şi umiditate există o dependenţă liniară şi că umiditatea se poate determina măsurînd capacitatea electrică a traductorului. Prin diferenţierea ecuaţiei (1) în raport cu p se obţine sensibilitatea teoretică a traductorului de 3 pF/%.

Montajul de măsurare al capacităţii (fig. 1) este compus dintr-un oscilator cu un tub 6K7 şi un instrument indicator format din tubul EM 11, ambele tuburi fiind alimentate de la reţea prin intermediul unui redresor. Traductorul face parte din circuitul oscilant anodic al tubului 6K7. Circuitul de grilă oscilează pe frecvenţa fixă de 3 MHz [4].

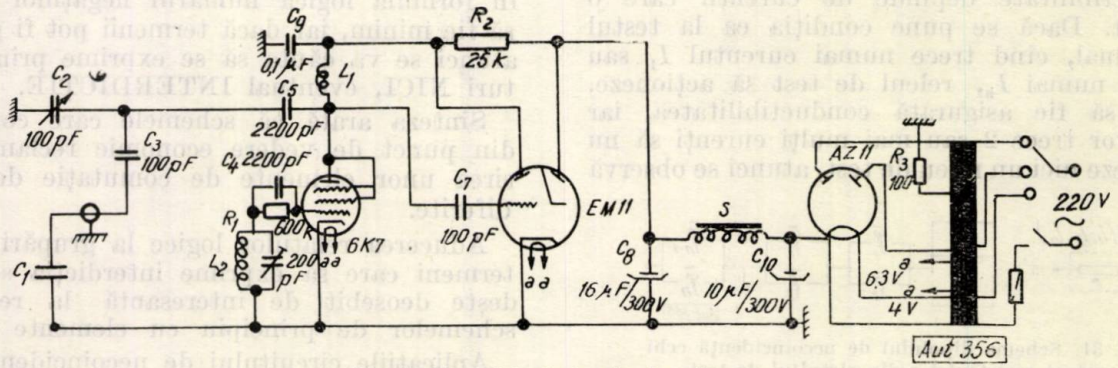


Fig. 1. Montajul electronic de măsurare.

Principiul de funcţionare este următorul : rezonanţa celor două circuite oscilante (anodic şi de grilă) este modificată prin introducerea plăcilor traductorului într-un material umed, pentru că frecvenţa de rezonanţă depinde de capacitatea electrică a traductorului, iar aceasta din urmă depinde de umiditate conform relaţiei (1). Readucerea la rezonanţă a celor două circuite se face cu ajutorul unei capacităţi variabile C_2 legată în paralel cu capacitatea traductorului. Rotorul capacităţii variabile este etalonat direct în % umiditate.

Intrarea sau ieşirea din rezonanţă este indicată de tubul EM 11 prin lărgirea, respectiv, îngustarea sectoarelor sale luminoase. Întrucît acordul pe frecvenţa fixă de 3 MHz nu este bine delimitat de rotorul capacităţii C_2, rezultă o imprecizie în măsurarea umidităţii de $\pm$ 0,2 %.

Deoarece sensibilitatea teoretică a traductorului este de 3 pF/%, pentru limita superioară a domeniului de umiditate de 10 %, capacitatea traductorului va fi aproximativ 30 pF, iar valoarea capacităţii variabile C_2 legată în paralel cu traductorul va fi aproximativ 60 pF. În montaj, s-a luat $C_2 = 100$ pF. Schiţa traductorului este dată în figura 2.

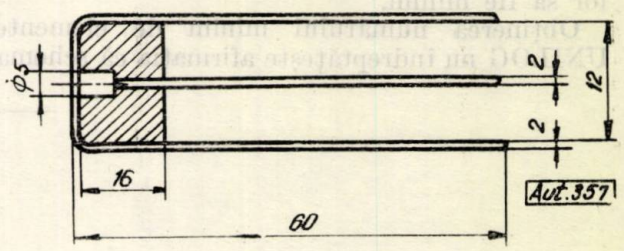


Fig. 2. Traductorul capacitiv.

Traductorul capacitiv este format din doi electrozi izolaţi unul în raport cu altul. Un electrod interior în formă de cuţit şi celălalt exterior, care cuprinde de ambele părţi electrodul interior. Lăţimea plăcilor este de 20 mm. Celelalte

dimensiuni sînt cotate pe figura 2. Plăcile sînt confecţionate din oţel inoxidabil. Materialul izolant dintre plăci, care are şi rolul de a le menţine la distanţă fixă, este plexiglas (haşurat în fig. 1).

Rezultate

1. Cu ajutorul traductorului şi al montajului de măsurare construit s-a verificat, experimental, dependenţa dintre capacitatea traductorului (capacitatea de acord C_2) şi umiditate.

După cum rezultă din figura 3 punctele experimentale se suprapun satisfăcător peste dreapta teoretică trasată după

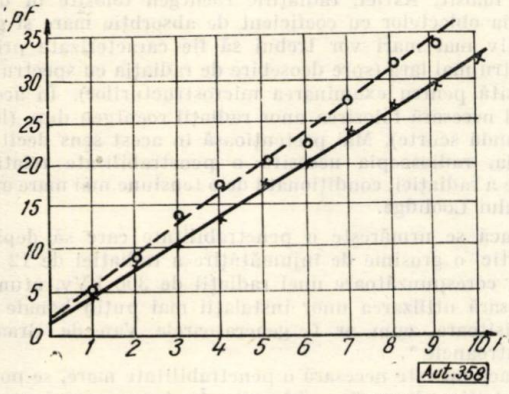


Fig. 3. Curba de variaţie a capacităţii traductorului funcţie de umiditate:
– – – curba experimentală; ——— curba teoretică.

formula (1). În aceste măsurări s-a folosit o singură probă de material de formare, uscat, cîntărit şi amestecat de fiecare dată cu cantitatea corespunzătoare de apă. Fiecare punct este media a trei măsurări. Excluzînd timpul de pregătire a probelor etalon, durata unei măsurări de capacitate a traductorului era de maximum 10 s.

Pe scala instrumentului, unităţile de capacitate au fost convertite în procente de umiditate.

2. S-a verificat dependenţa dintre indicaţia aparatului şi îndesarea materialului pentru o umiditate constantă. Graficul acestei dependenţe este dat în figura 4.

Condiţii de încercare: umiditate 5%, volum iniţial 106 cm³, cantitate de amestec 285 g, traductorul complet introdus în amestec.

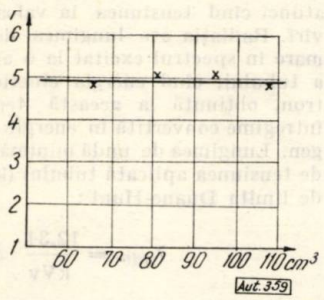


Fig. 4. Indicaţia aparatului în funcţie de volumul de pămînt.

3. S-a verificat dependenţa dintre indicaţia aparatului şi compoziţia materialului de formare, pentru o umiditate constantă a acestuia. Graficul acestei dependenţe este dat în figura 5.

Compoziţia amestecului (pămînt ars + nisip de miezuri) a fost modificată între 5 şi 60% faţă de cea iniţială, în zece etape, prin adăugarea, de fiecare dată, a unei cantităţi egale dintr-un component al amestecului (nisip de miezuri). De fiecare dată s-a adăugat apă în cantitate corespunzătoare unei umidităţi de 7%.

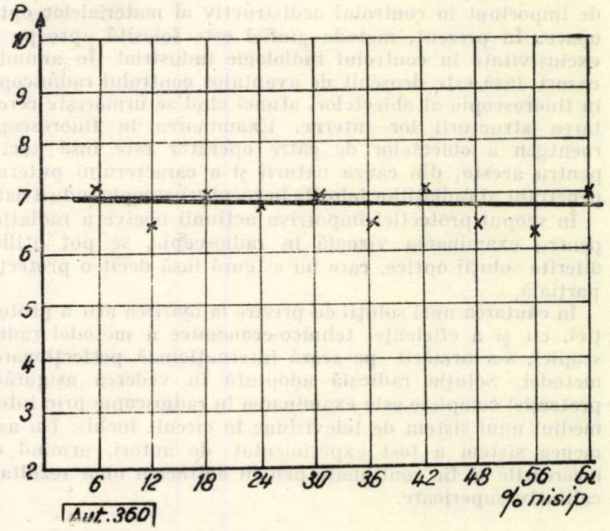


Fig. 5. Indicaţia aparatului în funcţie de compoziţia amestecului.

Nu s-au făcut măsurări pentru modificări de compoziţie peste 60% deoarece s-a considerat că modificările care intervin în practică sînt mult sub această limită.

Aceste modificări de compoziţie nu sînt sesizate în măsurare deoarece, conform relaţiei (1), variaţiile de capacitate datorite acestor modificări sînt mici: 0,01 pF pentru o schimbare a compoziţiei cu 10%. Factorul de calitate al circuitului traductorului este prea slab pentru a înregistra modificări de 0,01 pF.

Concluzii

1. Indicaţia aparatului variază liniar cu umiditatea conform cu relaţia (1) şi figura 3.
2. Indicaţia aparatului nu depinde de îndesarea materialului dacă acesta umple spaţiul dintre electrozii traductorului, conform figurii 4.
3. Indicaţia aparatului nu depinde de modificări ale compoziţiei amestecului, conform figurii 5.
4. Aparatul permite măsurarea umidităţii materialului de formare cu o precizie de ± 0,2 procente de umiditate.
5. Durata unei determinări este de maximum 10 s faţă de 1 h cît necesita metoda gravimetrică.
6. Date fiind rapiditatea şi precizia măsurării umidităţii prin metoda capacitivă, instrumentul ar mai putea fi aplicat în agricultură, industria ceramică, construcţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Berliner, M. A. *Electriceskie metodi izmerenia i regulirovania vlajnosti*, Moscova, Gosenergoizdat, 1960.
[2] Hancock, J. În: *Analytical Chemistry*, nr. 11, 1954, p. 124.
[3] Odelevskii, V. I. În: *Jurnal tehniceskoi fiziki*, fascic. 6, 1951.
[4] Mihlin, B. V. *Traductoare capacitive şi inductive de înaltă frecvenţă*. Bucureşti, Editura tehnică.

Fiz. M. VLĂDESCU şi ing. A. NEMEŞ

Sistem de radioscopie industrială cu teleimagine

Defectoscopia cu radiaţii roentgen ocupă un loc deosebit de important în controlul nedistructiv al materialelor optic opace. În prezent, metoda grafiei este folosită aproape în exclusivitate în controlul radiologic industrial. În anumite cazuri însă este deosebit de avantajos controlul radioscopic în fluoroscopie al obiectelor, atunci cînd se urmăreşte cercetarea structurii lor interne. Examinarea în fluoroscopie roentgen a obiectelor de către operator este însă nocivă pentru acesta, din cauza naturii şi a caracterului puternic penetrant al radiaţiilor folosite în roentgenoscopia industrială.

În scopul protecţiei împotriva acţiunii nocive a radiaţiei, pentru examinarea vizuală în radioscopie, se pot utiliza diferite soluţii optice, care nu asigură însă decît o protecţie parţială.

În căutarea unei soluţii cu privire la mărirea atît a protecţiei, cît şi a eficienţei tehnico-economice a metodei radioscopiei, s-a urmărit pe scară internaţională perfecţionarea metodei. Soluţia radicală adoptată în vederea asigurării protecţiei complete este examinarea în radioscopie prin intermediul unui sistem de televiziune în circuit închis. Un asemenea sistem a fost experimentat de autori, urmînd ca încercările să fie continuate pentru obţinerea unor rezultate calitativ superioare.

Sistemul experimental de radioscopie cu teleimagine

În acest sistem, asamblarea cantităţilor componente se face în ordinea următoare :

a. Producătorul de radiaţii roentgen, în speţă un aşa-numit defectoscop roentgen, de preferinţă mobil, capabil să furnizeze radiaţii roentgen dure, excitate la o tensiune de accelerare de 150—300 kVv (tensiune de vîrf), la un curent de la 2 mA pînă la 10—12 mA.

b. Obiectul de cercetat care se introduce în fasciculul de radiaţii pe un dispozitiv electromecanic destinat mişcării obiectului de la distanţă, între producătorul de radiaţii şi dispozitivul fluoroscopic.

c. Dispozitivul fluoroscopic care produce imaginea primară *, putînd fi ecran banal fluorescent, panou amplificator de strălucire prin electroluminescenţă, tub convertizor, tub amplificator de strălucire cristal convertizor etc.

d. Camera videocaptoare a instalaţiei de televiziune în circuit închis, destinată captării imaginii fluoroscopice primare.

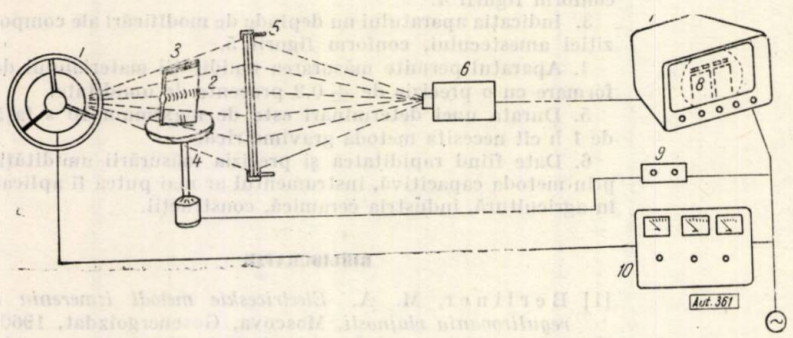


Fig. 1. Schema de principiu a experimentării :

1 — producător de radiaţii roentgen ; *2* — epruvetă din tablă de oţel sudată ; *3* — indicator de calitate a imaginii ; *4* — dispozitiv electromecanic de mişcare a epruvetei ; *5* — ecran fluorescent ; *6* — camera videocaptoare ; *7* — monitorul (controlul şi comanda) circuitului închis de televiziune ; *8* — imaginea finală de pe cinescopul de control ; *9* — comanda dispozitivului electromecanic ; *10* — pupitrul de comandă a defectoscopului roentgen.

e. Cinescopul de televiziune (monitorul) cu circuitele de reglaj ale imaginii, pupitrul de comandă al instalaţiei roentgen şi comanda dispozitivului electromecanic de punere în mişcare a obiectului ; acestea sînt separate de restul prin cabluri care permit mărirea distanţei faţă de zona de iradiere în limitele dorite, pentru obţinerea unei protecţii totale împotriva radiaţiilor.

f. Anexe cuprinzînd dispozitive auxiliare.

Producătorului de radiaţii roentgen *a* i se cer anumite performanţe, în funcţie de scopul particular pentru care este folosit. Astfel, radiaţiile roentgen folosite în defectoscopia obiectelor cu coeficient de absorbţie mare şi grosimi relativ mai mari vor trebui să fie caracterizate printr-un spectru mai larg (spre deosebire de radiaţia cu spectru îngust folosită pentru examinarea microstructurilor). În acest caz va fi necesară folosirea unor radiaţii roentgen dure (lungimi de undă scurte). Mai pretenţioasă în acest sens decît radiografia, radioscopia necesită o penetrabilitate relativ mai mare a radiaţiei, condiţionată de o tensiune mai mare aplicată tubului Coolidge.

Dacă se urmăreşte o penetrabilitate care să depăşească practic o grosime de înjumătăţire a radiaţiei de 12 mm în oţel, corespunzătoare unei radiaţii de 300 kVv, atunci este necesară utilizarea unor instalaţii mai puţin banale şi mai costisitoare, cum ar fi generatoarele Van de Graaff sau betatroanele *.

Dacă nu este necesară o penetrabilitate mare, se pot folosi instalaţii radiografice obişnuite. În ţara noastră, asemenea instalaţii cu tensiuni maxime variind între 120 şi 300 kV se folosesc pe scară largă în defectoscopie, fiind de diferite provenienţe, ca : „Termotehnica model DRM — 200", care lucrează la maximum 200 kV (R.P.R.), „Liliput — 120", „Liliput—200" şi „Mobil — M3V" respectiv pentru 120, 200 şi 250 kV (R.P.U.), „Montix — 160" şi „Montix— 200", respectiv pentru 160 şi 200 kV (R.S.C.), instalaţii germane R. Seifert, Müller, Siemens ş.a.

Pentru obţinerea unor imagini cît mai clare, deosebit de importantă este folosirea, în tuburile de radiaţie roentgen, a unor anticatozi de dimensiuni cît mai mici. Cu cît anticatodul este mai mic, cu atît imaginea teleradioscopică va fi mai netă.

Pe de altă parte, o radiaţie mai penetrantă produce imagini radioscopice cu contrast mai redus. Regimul de funcţionare a tubului roentgen poate diferi de la continuu pînă la pulsatoriu, trecînd prin alte regimuri intermediare. În regimul pulsatoriu, condiţionat de tensiunea pulsatorie aplicată pe tub, fasciculul electronic din tub atinge cea mai mare viteză atunci cînd tensiunea ia valoarea maximă de vîrf. Radiaţia are lungimea de undă cea mai mare în spectrul excitat la o anumită tensiune a tubului, cînd energia cinetică a unui electron, obţinută la această tensiune, este în întregime convertită în energie radiantă roentgen. Lungimea de undă minimă (λ_{min}) depinde de tensiunea aplicată tubului (kVv), fiind dată de limita Duane-Hunt :

$$\lambda_{min.} = \frac{12{,}34}{\text{kVv}} \text{ Å},$$

lungimea de undă pentru care apare intensitatea maximă în spectrul radiaţiei roentgen fiind dată de relaţia :

$$\lambda = \frac{24}{\text{kVv}} \text{ Å}.$$

În montajul experimental folosit de autori s-a întrebuinţat un producător de radiaţii roentgen în regim pulsatoriu, care—aşa cum rezultă din curbele de repartizare a intensităţii în funcţie de lungimea de undă — dă radiaţii mai intense la lungimi de undă mai mari,

* Se numeşte „imagine primară" prima imagine optică obţinută în ordinea producerii fenomenelor în sistemul descris.

* La o radiaţie de 31 MeV, dată de betatron, se poate obţine o distanţă de înjumătăţire în oţel, de 34 mm.

spre deosebire de aparatajul care funcţionează în regim continuu.

Obiectul cercetat *b* a fost constituit, în primele experimentări, din epruvete de aluminiu, cupru, bronz, oţel OL 38 şi materiale plastice de diferite grosimi, unele fiind epruvete din plăci sudate. În a doua fază s-au cercetat epruvete de sudură din oţel OL 38, însoţite de indicatori de calitate a imaginii.

Dispozitivul fluoroscopic *c* folosit în primele experimentări a fost un ecran simplu de radioscopie medicală (tip Siemens) avînd depusă pe un suport de carton substanţa fluorescentă sensibilă în spectrul radiaţiei roentgen folosite. În a doua fază a experimentării s-a folosit un ecran similar, cu geam protector din sticlă de plumb, care s-a dovedit a fi cu puţin mai sensibil.

Pe ecran, al cărui strat fluorescent este îndreptat către obiectivul camerei videocaptoare, apare imaginea primară. Aceasta ia naştere prin efectul radiaţiei, care, după trecerea prin obiectul cercetat, excită fluorescenţa substanţei active de pe ecran. Rolul ecranului este deci acela de a transforma o parte cît mai mare din energia radiaţiilor roentgen în energie radiantă în spectrul vizibil. Randamentul optic, reprezentînd raportul energiilor luminoasă şi roentgen, rămîne totuşi mic, deoarece nu depăşeşte 3—5%.

Amintim că dacă în defectografia industrială prin radiaţii roentgen nu se mai întîmplă dificultăţi de ordin principial în analizarea macrostructurii interne a corpurilor, în anumite limite de grosimi — chiar şi la corpuri cu densităţi relativ mari (oţeluri) — nu acelaşi lucru se poate spune în legătură cu radioscopia. Radiografia unui material se face prin expunerea unui film radiografic, un timp optim ales, într-un fascicul de radiaţii trecut în prealabil prin materialul de cercetat *. În acest din urmă caz, radiaţiile suferă o slăbire prin absorbţie şi atenuare, în funcţie de natura, densitatea şi grosimea corpului. Absorbţia şi atenuarea apar la exponent în relaţia care exprimă intensitatea radiaţiilor la ieşirea din corp I, faţă de intensitatea lor la intrare I_0:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu x},$$

în care μ înglobează coeficientul de absorbţie şi atenuare, iar x reprezintă distanţa în material pe care se produc atenuarea şi absorbţia. Radiaţiile, mult atenuate, impresionează emulsia filmului radiografic printr-un efect cumulativ, dacă, bineînţeles, timpul de expunere este suficient. La înlocuirea filmului radiografic cu un ecran fluorescent obişnuit, dacă absorbţia şi atenuarea în materialul cercetat au fost mai mici, intensitatea radiaţiei roentgen incidente pe ecran poate da acestuia o strălucire suficientă pentru analizarea vizuală a imaginii. Pentru un corp dens sau gros, radiaţiile care emerg din acesta pot avea o intensitate insuficientă excitării radiaţiei fluorescente a ecranului în spectrul vizibil sau, în orice caz, pot excita această substanţă astfel încît imaginea obţinută să nu aibă o strălucire suficientă. La o strălucire slabă a ecranului, efectul de umbră cauzat de neomogenităţile corpului examinat nu dă posibilitatea interpretării radioscopice. Această insuficienţă — rezultat al caracterului instantaneu, necumulativ, al acţiunii reliefului de radiaţie asupra substanţei fluorescente a ecranelor obişnuite — poate fi înlăturată printr-o amplificare a fenomenului de fluorescenţă sau prin reproducerea amplificată a acestuia, astfel încît el să aibă loc cu străluciri mari la o iradiere roentgen incidentă de slabă intensitate. Amplificarea amintită este o metodă mai eficientă decît ridicarea tensiunii pe tubul de radiaţie, măsură care se dovedeşte a da satisfacţie numai în limite restrînse. Utilizarea amplificării strălucirii (prin ecrane electroluminescente, tuburi amplificatoare electronooptice etc.), folosită în străinătate [2], [3], [5], [6], [7], constituie o posibilitate de dezvoltare a încercărilor efectuate.

Camera videocaptoare *d* şi monitorul de televiziune *e* (tubul cinescop cu circuitele sale), împreună cu cablurile formează instalaţia de televiziune în circuit închis, completează lanţul aparaturii folosite pentru examinarea radioscopică prin teleimagine. Instalaţia de televiziune folosită a

* În cele ce urmează vom numi ansamblul radiaţiilor atenuate după trecerea prin materialul cercetat „relief de radiaţie", în scopul simplificării exprimării.

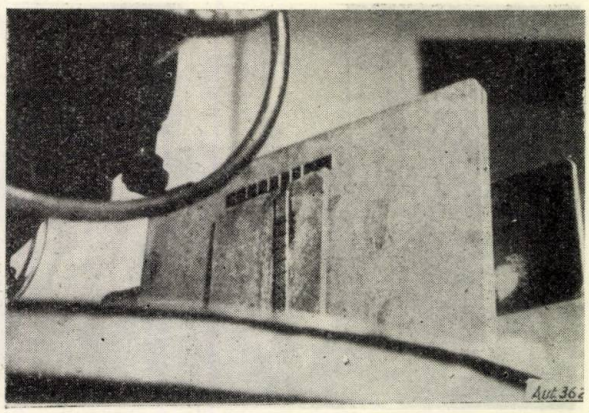


Fig. 2. Dispunerea obiectului (tablă sudată) şi a două indicatoare de calitate a imaginii pe spatele ecranului fluorescent; în prim plan: producătorul de radiaţii.

fost de tip Thomson-Houston, făcînd parte din ansamblul unui car de reportaje de televiziune, pus la dispoziţie în acest scop de Radioteleviziunea romînă. Camera videocaptoare, înzestrată cu un tub videocaptor superorticon (CFTH), s-a dovedit a nu putea reda cu obiectivul disponibil detaliile ecranului şi contrastul, printr-o imagine de înaltă calitate. Acesta, avînd o deschidere focală insuficientă, condiţiona luarea imaginilor de la o distanţă de peste 2 m. În viitoarele încercări va fi indicată folosirea unui transfocator adecvat. Totodată, în timpul experimentării, s-a constatat că imaginea primară este suficient de clară pentru a reda toate canalele indicatorului de calitate folosit (indicator conform instrucţiunilor C 20—59), la care se putea distinge înnegrirea unui canal de altul învecinat, grosimile diferind cu 0,1 mm la grosimea totală a indicatorului de 2 mm.

Imaginea finală a fost vizualizată şi fotografiată pe unul din cinescoapele de control ale carului (fig. 3).

Anexele *f* folosite au fost:

— un dispozitiv pentru rotirea probelor în fasciculul de radiaţii;

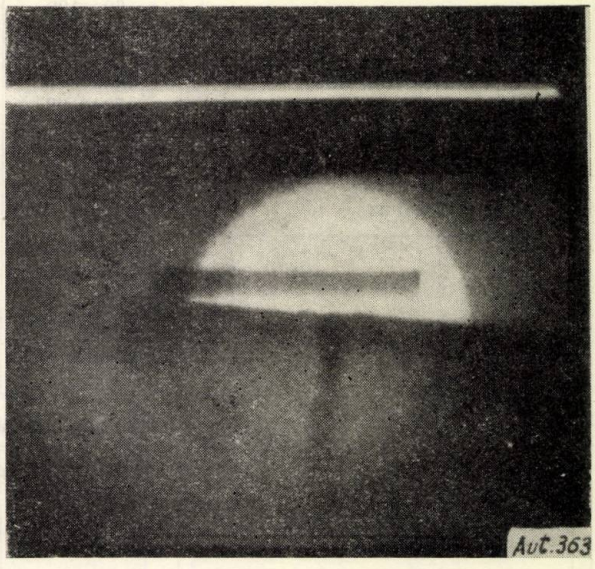


Fig. 3. Teleimagine (fotografiată de pe ecranul cinescopului) în care imaginea primară este reprodusă estompat, însă cu o calitate suficientă pentru a putea distinge canalele indicatorului de calitate obţinută la 200 kV, 10 mA; grosimea tablei 8 mm.

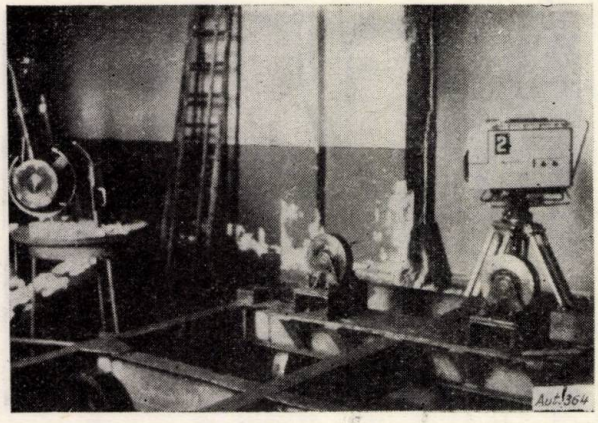


Fig. 4. Vedere a dispunerii unor părţi componente ale schemei; în stînga producătorul de radiaţii şi ecranul, în dreapta camera videocaptoare; se observă distanţa mare la care se urmărea imaginea primară.

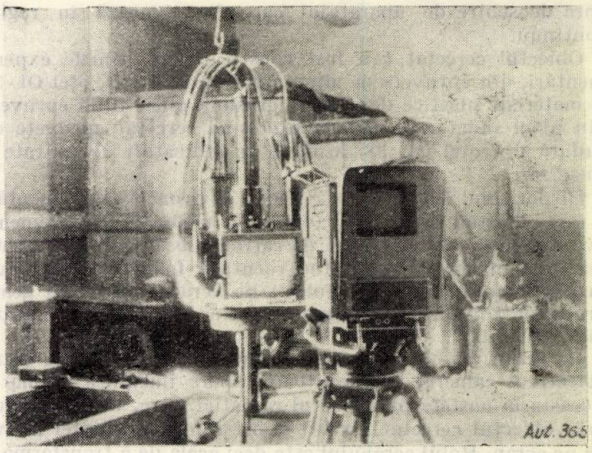


Fig. 5. Vedere din faţă a ecranului; în spatele acestuia: producătorul de radiaţii; în prim plan: camera videocaptoare.

— pupitrul de comandă al defectoscopului roentgen (în ordinea încercărilor: Eresco 160 şi Mobil M3V), cu cablurile pentru comanda de la distanţă a aparaturii;
— cablurile instalaţiei de televiziune în circuit închis şi
— aparate foto Exa I şi Exa II pentru fotografierea maginilor televizate.

Rezultate experimentale

Iniţial s-a folosit un defectoscop Termotehnica, model DRM—200, capabil să furnizeze radiaţii roentgen la un regim de 190 kV pe tub şi 7 mA, observîndu-se imaginea printr-un simplu sistem optic cu oglinzi, prin care imaginea nu apărea convenabil. Ulterior, experimentările au fost continuate în două etape, cu un defectoscop mobil Richard Seifert, model Eresco—160, apoi cu un defectoscop model Mobil M3V de provenienţă ungară, montate ca în schema din figura 1. Defectoscopul Seifert Eresco—160 poate lucra sub tensiuni pînă la 160 kV şi cu un curent de maximum 5 mA, iar Mobil M3V pînă la valorile maxime * de circa 220 kV şi 12 mA.

* Caracteristicile maxime trebuie micşorate în cazul cînd calitatea uleiului izolant scade în timp.

Tabela 1

Epruveta	dimensiuni: lăţime, lungime, mm	dimensiuni: grosime, mm	imagine: cinescop	imagine: ecran, observaţii directe	tensiune curent, kV/mA
Experimentare în faza I Eresco — 160 (noiembrie 1962)					
Tablă sudată de aluminiu	40×100	4	bună	—	140/5
	60×100	9	bună	—	140/5
	60×150	9—15	bună	—	160/5
Duraluminiu (piston auto)	diametrul 70× 90	6—50	bună	—	160/5
Tablă sudată cupru	30×200	3	bună	—	160/5
Tablă sudată bronz	40×250	4	bună	—	160/5
Oţel OL38	20×200	3	—	bună	190/7 *
	15×250	4	—	aproape bună	190/7 *
	20×120	1	slabă	—	160/5
	20×120	2	foarte slabă	—	160/5
Ţeavă PCV	diametrul 10×450	16—50	foarte bună	—	130/4—5
Experimentare în faza a II-a Mobil M3V (noiembrie 1963)					
Table sudate oţel OL38	25× 30	pînă la 8	foarte bună	bună	210/12
Indicator de calitate a imaginii	15×150	maximum 3 minimum 1	foarte bună	aproape bună	210/12
Indicator de calitate a imaginii	15×150	maximum 2** minimum 1,3	foarte bună	aproape bună	210/12

* Vizualizarea s-a făcut printr-un sistem de oglinzi; producătorul de radiaţii a fost de tip DRM—200.
** Are practicate şapte canale cu grosimi descrescătoare din 0,1 în 0,1 mm de la 2 la 1,3 mm.

Montajul experimentării cu aparatul Mobil M3V este redat în figurile 4 şi 5.

Pupitrul de comandă în experimentarea realizată cu aparatul Eresco—160 este redat în figura 6.

Controlul epruvetelor cercetate s-a făcut în prima fază fără indicator de calitate a imaginii, calitatea fiind apreciată după fotografiile imaginilcr televizate.

Rezultatele încercărilor, cu datele şi aprecierile imaginilor, sînt trecute în tabela 1.

Alte date ale încercării privitoare la dispoziţia geometrică sînt :

— distanţa de la anticatodul tubului roentgen la ecran 50 cm ;

— distanţa de la obiect la ecran 10—25 cm ;

— distanţa de la obiectivul camerei la ecran circa 2 m.

În încăperea în care s-a făcut iradierea obiectelor, în prima fază a experimentării, iluminarea cu lumina zilei, difuză, a fost de ordinul lucşilor (semiobscuritate : 8—9 lucşi), iar în a doua fază s-a realizat obscuritate aproape completă.

Distanţa dintre cinescopul de control şi încăperea de iradiere (camera videocaptoare) a fost de circa 15 m.

Există posibilitatea măririi acestei distanţe prin desfăşurarea cablurilor, pînă la ordinul sutelor de metri, fără să se modifice cu nimic rezultatele.

La prima experimentare, pe porţiunea dintre defectoscopul roentgen şi ecran, se afla instalat dispozitivul pentru rotirea probelor. Epruvetele de examinat, susţinute pe suporţi, au fost instalate pe dispozitiv. Platanul dispozitivului execută o mişcare de rotaţie, antrenînd în plan orizontal obiectele care pot fi examinate astfel sub unghiuri diferite (în limitele a 360°), după necesitate : rapid sau lent.

La stabilirea unei tensiuni de ordinul a 150 kV, la un curent de 5 mA, vizibilitatea părţii luminate a ecranului era deosebit de bună în sistemul de televiziune, pe cinescopul de control. Contrastul bun, faţă de condiţiile de realizare, se poate remarca din fotografiile executate (fig. 7 a şi 7 b) pentru epruvete de sudură din aluminiu. Pentru cupru, bronz şi PCV, imaginile apar în figura 8. Fotografiile au fost executate direct de pe ecranul cinescopului, de la o distanţă de circa 80 cm, cu o deschidere focală de 2,9.

Dacă rezultatele s-au arătat satisfăcătoare pentru neferoase şi PCV, la grosimi pînă la circa 30—50 mm pentru aluminiu şi pînă la 4—5 mm pentru cupru şi bronz, în schimb a rezultat că la tensiunile de maximum 160 kV folosite, examinarea sudurilor la tablele de oţel cu grosimi peste 1,5 mm nu se face în condiţii satisfăcătoare.

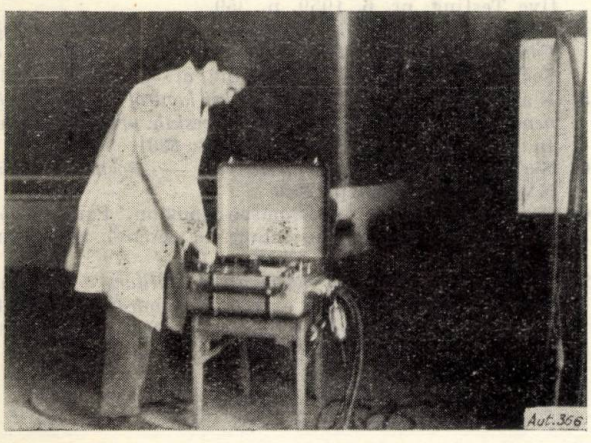


Fig. 6. Pupitrul de comandă roentgen, în prima fază a experimentării.

Reluarea experimentării cu defectoscopul Mobil M3V, care a funcţionat la tensiuni pînă la circa 210 kV şi la curenţi pînă la 12 mA, a arătat că se pot observa bine epruvete de tablă de oţel cu grosimi pînă la 10 mm, aşa cum reiese din figura 3.

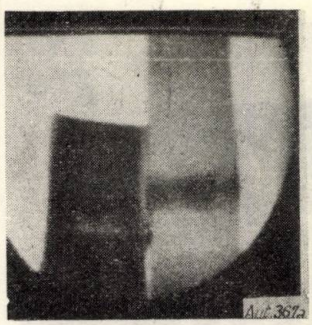


Fig. 7 a — teleimagine obţinută în prima fază a experimentării, la 140 kV, 4 mA.

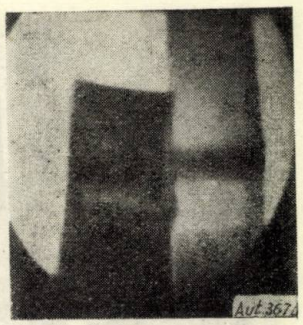


Fig. 7 b — teleimagine obţinută în prima fază a experimentării, la 160 kV, 5 mA.

Calitatea imaginii transmise la aceste experimentări a fost relativ scăzută, datorită următoarelor cauze :

— distanţa mare dintre obiectivul camerei videocaptoare şi poziţia imaginii primare (ecranul fluorescent) ;

— lipsa unui transfocator adecvat pentru camera videocaptoare ;

— o putere de rezoluţie limitată a instalaţiei folosite (instalaţia a fost proiectată pentru reportaj).

Experimentarea a arătat totuşi că se pot controla suduri la table, conducte sau rezervoare, cu condiţia ca grosimile să intre în limitele menţionate şi ca prin forma obiectului, distanţa dintre sursa roentgen şi ecran şi distanţa dintre obiect şi ecran să nu depăşească valorile necesare pentru a asigura o calitate satisfăcătoare a imaginii primare (500—1 500 mm, respectiv 0—250 mm).

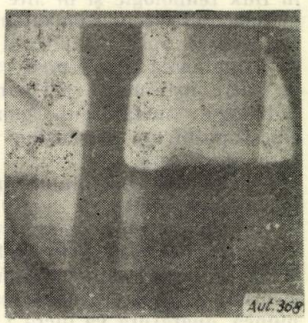


Fig. 8. Teleimagine obţinută în prima fază a experimentării la 130 kV, 4 mA, cuprinzînd o racordare de ţevi din PCV (culcat, în partea de jos), o epruvetă de bronz (mijloc) de 4 mm şi una de aluminiu de 8 mm grosime (dreapta).

Consideraţii tehnico-economice

Se constată că lungimea mare a cablului instalaţiei de televiziune în circuit închis şi a cablurilor de comandă a producătorului de radiaţii şi dispozitivelor electromecanice dă, practic, o soluţie radicală pentru protecţia totală împotriva acţiunilor nocive ale radiaţiilor, oferind totodată posibilitatea examinării dinamice a constituţiei interne a materialelor şi îmbinărilor sudate.

În cazul lucrului în cîmp deschis, protecţia se poate asigura deci mărind distanţa dintre cinescopul de control şi locul iradierii, funcţie de sursa de radiaţii folosită.

Pentru lucrul în uzine, protecţia se realizează, practic, mai uşor, operatorii urmînd a interpreta imaginile şi a comanda instalaţia din altă încăpere decît aceea în care se iradiază obiectele. În acest caz intervine şi protecţia datorită amenajării pereţilor despărţitori.

Datorită posibilităţilor circuitelor electronice ale sistemelor de televiziune în circuit închis se pot urmări şi imaginile radioscopice negative şi se poate regla contrastul (gamacorecţie), lucru care poate ajuta la determinarea contururilor structurii interne a sudurilor sau a materialelor cercetate.

Metoda radiografierii rămîne avantajoasă în cazul cercetării calităţii unui număr mic de piese mobile sau piese fixe greu accesibile, disparate, cînd timpul acordat determinărilor depăşeşte cu mult timpul de expunere şi de developare

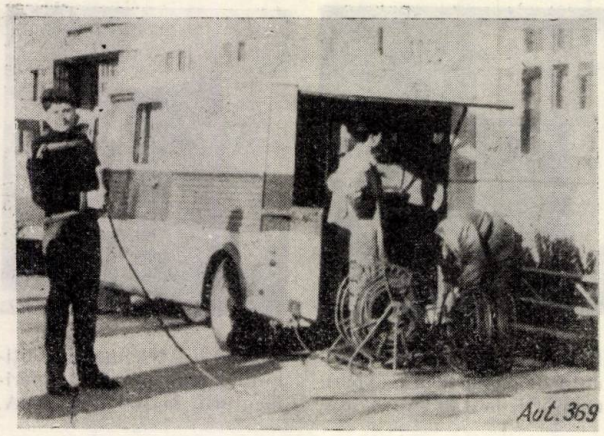


Fig. 9. Carul de reportaje conţinînd monitoarele de control, cu cablurile de alimentare şi legătură cu camera videocaptoare, aflată în interiorul clădirii.

a filmelor, cînd nu este necesară în mod expres examinarea sub toate unghiurile a obiectelor de dimensiuni mici.

În schimb, în cazul unui număr mare de epruvete, unor piese care trebuie examinate sub toate unghiurile pentru observarea unor defecte particulare, cînd trebuie efectuat un control rapid în timpul procesului de fabricaţie, în cazul procesului de sudare automată sau sudură manuală continuă în flux tehnologic şi în alte cazuri, apare mai avantajoasă metoda radioscopiei cu teleimagine.

Totodată apar posibilităţi specifice noi, cum este aceea că examinarea piesei poate fi făcută dinamic, concomitent de către mai multe persoane, dintre care pot face parte radiologul, metalurgul, montorul etc. Deoarece ecranul cinescopului are dimensiuni mari, examinarea imaginii nu este obositoare.

Capacitatea controlului prin metoda de radioscopie cu teleimagine creşte de 8—10 ori (atunci cînd sînt folosite amplificatoare electronooptice ale imaginii primare *5, 6*).

Preţul unei radiografii de 10×24 cm se situează între 100 şi 200 lei (1963). Admiţînd că aparatura va trebui să lucreze efectiv 4 h pe zi şi ţinînd seamă că un an are circa 2 450 h muncă, aparatura va lucra 1 225 h pe an [7].

Pornind de la faptul că un tub videocaptor vidicon are o perioadă de funcţionare care merge pînă la circa 10 000 h [7], durată comună şi restului tuburilor electronice, vom aprecia că preţul controlului pe oră de funcţionare a aparaturii este de aproximativ 5—10 ori mai mic decît preţul unei singure radiografii. Subliniem că în această apreciere nu intră faptul că în timp ce pe oră nu se poate face un număr mare de radiografii — acest număr fiind limitat prin timpul de expunere al aparaturii — prin sistemul radioscopic, durata depinde de prelungirea timpului necesar examenului vizual direct.

În faza actuală, interesul pentru metoda analizată constă în eventualitatea folosirii ei în locul instalaţiilor fabricate cu amplificatoare de st lucire electronooptice.

Un calcul informativ arată următoarele: costul unei instalaţii de televiziune industrială în circuit închis, tip Müller, avînd sistem de adaptare optică la amplificatorul de strălucire este de 247 500 lei (75 000 l.v.-devize), iar costul unei instalaţii conţinînd amplificatorul de strălucire electronooptic, tip Müller, este de 115 600 lei (35 000 l.v.-devize). În eventualitatea folosirii sistemului cu ecran banal, accesoriile necesare se situează sub 15 000 lei, ceea ce raportat la costul amplificatorului Müller reprezintă o economie de circa 100 000 lei.

Se observă totodată că o instalaţie de televiziune industrială, care are performanţele cerute pentru sistemul prezentat, a fost construită în ţară şi a costat sub 100 000 lei.

Dezvoltări posibile

Calitatea imaginii ecranului fluorescent banal, folosit în experimentarea prevăzută, este determinată de strălucirea lui sub acţiunea radiaţiei roentgen din gama de energie folosită şi totodată de granulaţia fină, necesară obţinerii unei definiţii bune a imaginilor. Din păcate, aceste două condiţii se influenţează reciproc, astfel încît cu cît granulaţia este mai fină, cu atît strălucirea este mai scăzută. Totodată, la energii ale radiaţiei produse la tensiuni sub 150 kVv, strălucirea ecranelor banale sub acţiunea reliefului de radiaţie, după trecerea prin oţeluri cu grosimi de peste 1,5 mm, este insuficientă.

Pentru obţinerea unor imagini clare este necesară fie ridicarea tensiunii pe tubul roentgen (nu totdeauna indicată şi comodă), fie întrebuinţarea tuburilor amplificatoare electronooptice sau convertizoare de imagine folosite în acest scop cu succes în ultima vreme [6], fie folosirea unor ecrane la care să existe posibilitatea amplificării strălucirii. Pe această din urmă cale, în ultimii ani s-au pornit cercetări obţinîndu-se rezultate deosebit de bune.

De asemenea, perfecţionarea procedeelor electronice de redare a imaginii cu mare definiţie constituie o cale pentru mărirea eficienţei şi calităţii metodei.

Conceperea dispozitivelor auxiliare diferite pentru adaptarea controlului radioscopic cu teleimagine în cazuri particulare constituie, de asemenea, o problemă deschisă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Berger, H. şi Pace, A. L. *Field Performance of a Television X — Ray System.* În: Journal of Society of Nondestructive Testing, nr. 1, 1957, p. 26.

[2] Gobus, A. L. *Electronic Fluoroscopy with Image Intensifier.* În: Journal of Society of Nondestructive Testing, nr. 2, 1957, p. 100.

[3] Pruitt, J. S. *Use of a Crystal to Display High Energy X-Ray Images.* În: Journal of Society of Nondestructive Testing, nr. 6, 1959, p. 359.

[4] Bowman, D. W. şi Pulk, R. A. *Practical Image Formation in Industrial Fluoroscopy.* În: Journal of Society of Nondestructive Testing, nr. 4, 1961, p. 267.

[5] Nazarov, S. T. *Rentgenovskii kontrol svarnîh soedinenii s primeneniem electrono-opticeskih preobrazovatelei.* În: Avtomaticeskaia Svarka, nr. 3, 1961.

[6] Schott, O. *Roentgenfernsehen — Roentgenpraxis*; XVI, nr. 12, 1963, p. 265.

[6] Compagnie française Thomson-Houston, Paris. *Tubes électroniques.* Catalog de tuburi de emisie, redresoare şi de imagini.

[7] Barroux. *Evoluţia televiziunii utilitare (Dezvoltare tehnică — aplicaţii noi — aspecte economice).* Conferinţă ţinută în cadrul expoziţiei tehnice franceze în Bucureşti, 1962 (Publicaţiile Expoziţiei).

ACTUALITĂŢI

NORBERT WIENER (1894—1964)

Opera lui Norbert Wiener este opera unui pionier. În lucrările sale se găsesc numeroase idei noi, iar fenomenele cunoscute sînt prezentate în lumini neaşteptate. Una din tendinţele acestor lucrări este aceea de a găsi părţi comune pentru diferitele discipline ştiinţifice şi de a constitui pentru acestea o teorie comună. Norbert Wiener a considerat că cele mai importante cercetări cu privire la progresul ştiinţei contemporane sînt tocmai acelea care se referă la limitele dintre diferitele discipline. Cercetări de acest fel făcute de echipe formate din specialişti care să cunoască destul de bine şi domeniile învecinate pot duce la rezultatele cele mai importante. Interesul pentru o asemenea activitate a fost caracterizat de Norbert Wiener în felul următor: „Nici un om, după Leibnitz, nu a mai putut cuprinde întreaga activitate intelectuală a epocii sale. Din această cauză se provoacă o complicaţie excesivă, acelaşi lucru fiind studiat sub denumiri diferite de specialişti din mai multe domenii". Călăuzit de o asemenea concepţie, Norbert Wiener a publicat în anul 1948 o lucrare cu rezultatele obţinute în activitatea sa, carte care l-a făcut celebru: „Cibernetica sau comanda şi transmisiunea în animale şi maşină". Acest cuvînt nou „Cibernetica" are la bază un cuvînt de origine greacă, care înseamnă „pilot". Cibernetica este o ştiinţă nouă care se ocupă de aspectele generale ale transmisiunii mesajelor şi ale automatizării, atît la organismele vii, cît şi la maşini. Problema transmisiunii este legată de noţiunea de cantitate de informaţie, independent de mijloacele fizice cu care se realizează. Această idee a fost dezvoltată, de altfel, şi de Shanon. Wiener a stabilit în această operă şi legătura care există între dezvoltarea logicii matematice şi calculatoarele moderne. În mod mai general, el a arătat că numeroase dificultăţi întîlnite în studiul sistemelor automate pot fi depăşite, întrebuinţîndu-se calculul variaţiilor.

Din colaborarea lui cu specialişti ai funcţionării sistemului nervos uman a rezultat că leziunile nervoase pot provoca tulburări comparabile cu oscilaţiile care apar în regimurile tranzitorii ale sistemelor de reglare. Metodele dezvoltate în Cibernetică au fost extinse de Norbert Wiener şi în domeniul problemelor sociale. Aspectele sociale, psihologice şi juridice ale teoriilor sale au fost expuse la un nivel accesibil unor cercuri mai largi de cititori în „Cibernetica şi societatea" şi „Utilizarea fiinţelor umane", apărute în anul 1950. Aceste lucrări au mai mult un aspect filozofic, numeroase dintre consideraţiile expuse fiind discutabile. Dintre lucrările sale cu caracter matematic, legate de dezvoltarea automatizărilor, menţionăm „Extrapolatin, interpolatin and smoothing of stationary time series" (1949), care prezintă concepţii noi, permiţînd să se stabilească, pe baze statistice, teoria automaticii şi a comunicaţiilor. În felul acesta s-a deschis un drum nou în studiul sistemelor automate industriale. În anul 1958, Wiener a publicat o nouă lucrare: „Probleme neliniare în teoria sistemelor aleatorii", care tratează despre funcţiile aleatorii de timp şi despre aplicaţiile lor în studiul sistemelor automate neliniare, cum şi în codificarea şi decodificarea mesajelor.

În întreaga sa activitate, Norbert Wiener a fost preocupat de găsirea aspectelor comune ale diferitelor ştiinţe, pentru a putea întrebuinţa în mod mai larg descoperirile făcute în fiecare domeniu. Pe acest drum, se poate spune că datorită lucrărilor lui s-a depăşit despărţirea de pînă acum dintre matematician şi inginer. Metodele sale, de natură matematică, au intrat în domeniul ingineresc, cei mai mulţi dintre matematicieni întrebuinţează funcţiunile aleatorii pentru studiul sistemelor automate, aplicate de Norbert Wiener încă în timpul celui de-al doilea război mondial, pentru a îmbunătăţi performanţele sistemului de tragere contra avioanelor.

Importanţa operei lui Wiener nu va fi cristalizată decît mai tîrziu. Se poate spune însă, avînd în vedere imensa dezvoltare a cercetărilor ciberneticii în toate domeniile, că opera lui Norbert Wiener a stat la baza unuia dintre marile curente de dezvoltare a cunoştinţelor omeneşti din acest secol.

Consideraţii noi în legătură cu automatizarea cazanelor mari cu abur [1], [2]

Problemele considerate importante, după M. de Livais [1], erau, la început, legate de viteza de răspuns a cazanului şi a centralei în ansamblu la variaţii de sarcină, cum şi de interacţiunea care apare între diferitele circuite de reglare. O concepţie iniţială punea toate circuitele de reglare sub controlul debitului de abur cerut, şi buclele individuale de reglare procurau numai informaţiile necesare pentru a corecta poziţia elementelor de execuţie. În felul acesta se suprapun două principii de reglare: primul în circuit deschis, determinat de debitul de abur care constituie o mărime perturbatoare independentă de funcţionarea circuitelor de reglare, şi al doilea în circuit închis, în care mărimile reglate depind de condiţiile preliminare stabilite. F. Garnier [2] consideră că problema reglării acestor procese constă în a obţine ca anumiţi parametri ai procesului (nivel, temperaturi etc.) să fie aduşi la egalitate cu anumite valori prestabilite. Această metodă întrebuinţînd circuite simple cu regulatoare PID dă rezultate concrete în unele procese de acest fel, dar s-a dovedit insuficientă pentru a asigura reglarea automată a marilor cazane cu abur. În aceste ultime cazuri, întrebuinţarea numai a circuitelor simple s-a dovedit deseori nesatisfăcătoare, deoarece semnalul de comandă este influenţat puternic de constantele de timp ale cazanului şi de timpul lui mort, acesta din urmă putînd avea valori mari şi variabile.

Din această cauză s-a ajuns la concluzia că o soluţie mai bună va fi obţinută prin combinarea unor reglări în circuit închis cu mărimi de intrare stabilite şi prin introducerea unor semnale în circuit deschis care să provină de la ecuaţii care să reprezinte funcţionarea sistemului în ansamblu.

În ce priveşte aceste concepţii, s-a crezut mult timp [1] că răspunsul dinamic al unui cazan cuprinde un timp mort T_m foarte mare în comparaţie cu constantele de timp T_p ale procesului şi, din această cauză, se cerea circuitelor de comandă deschise să producă semnalele necesare, de tendinţă, elementelor de execuţie din sistemele de reglare în circuit închis. Se pare că experienţa nu a confirmat eficienţa unei asemenea concepţii şi, din această cauză, a devenit necesară studierea sistematică a comportării dinamice a cazanelor şi analiza completă a interacţiunii sistemelor de reglare. Rezultatul acestor studii a fost constatarea că timpul mort T_m nu este atît de important cît se considera, dar că procesul trebuie descris cu ajutorul mai multor constante de timp.

În ce priveşte stabilirea corectă a reglării [2], pentru că semnalul de comandă a elementelor de execuţie trebuie determinat, plecînd de la ecuaţiile reprezentînd funcţionarea cazanului, devine necesară stabilirea prealabilă a acestor ecuaţii. În felul acesta se pot determina performanţele care trebuie impuse regulatoarele din circuitele de reglare şi deci precizia reglării.

În această direcţie, prezenţa efectului integral I în circuitele închise s-a dovedit necesară [1] încă de la primele reglări în circuit închis, pentru că mărimile de ieşire trebuie menţi-

nute la valorile cerute fără abatere pentru orice sarcină. La acest efect s-a adăugat, într-o epocă mai recentă, şi efectul derivativ D. Trebuie observat că în ultimul timp, în afară de derivata întîi, se întrebuinţează şi derivata a II-a a mărimii de ieşire din elementul de comparaţie, pentru a îmbunătăţi stabilitatea funcţionării sistemului în ansamblu. Totuşi, s-a constatat că îmbunătăţirea funcţionării reglărilor în circuit închis nu este suficientă pentru a rezolva toate problemele care se pun în reglarea cazanelor cu abur. Sînt necesare şi stabiliri de circuite de reglare deschise, care să ţină seamă de mărimile perturbatoare măsurate. În legătură cu aceasta [2] se consideră, din cauza timpului mort şi a constantelor de timp, că circuitele de reglare deschise sînt foarte folositoare şi constituie un mijloc puternic de a reduce toleranţele reglării, în special în regim tranzitoriu.

În articol [1] se compară utilizarea regulatoarelor pneumatice şi electronice în astfel de automatizări. Regulatoarele pneumatice pot realiza toate operaţiile care se cer sistemelor în circuit închis din cazanele cu abur. Totuşi, dispozitivele de reglare electronică au adus îmbunătăţiri sensibile, ele avînd o viteză de răspuns mai mare şi fiind mai comode în manipularea mai multor mărimi de intrare. În plus, mărimile indicate, constantele de timp, amplificările sînt mai bine cunoscute şi mai fidele. Trebuie menţionat şi faptul că se constituie cu asemenea dispozitive electronice un ansamblu mai simplu de comenzi secvenţiale şi în circuit închis, ceea ce are o importanţă deosebită, date fiind tendinţele moderne pentru introducerea comenzilor secvenţiale.

Totuşi, elementele de execuţie cu motor electric sînt lente şi cu acceleraţie mică şi în acest domeniu execuţia pneumatică şi hidraulică este încă soluţia cea mai bună.

O concluzie generală care se degajă din aceste comunicări este necesitatea unei colaborări strînse între constructorii de cazane, specialiştii în automatizări secvenţiale şi în circuit închis şi cei care exploatează cazanele din marile unităţi termice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Livain, G. *Tendinţe recente în reglarea şi automatizarea aplicată cazanelor din centralele electrice.* Journée de l'automatisme et de la régulation A.E.R.A., Paris, 1964.

[2] Garnier, F. *Soluţii moderne în reglarea marilor instalaţii termice producătoare de energie electrică.* Journée de l'automatisme et de la régulation A.E.R.A., Paris, 1964.

Reglarea convenţională şi reglarea adaptivă

Literatura de specialitate s-a îmbogăţit, în ultimii ani, cu numeroase studii asupra teoriei şi aplicaţiilor posibile ale sistemelor adaptive. La Congresul IFAC, din toamna anului 1963, acest subiect a făcut obiectul celui mai mare procent de comunicări.

Ţinînd seamă de aceste preocupări este interesant de examinat şi unele expuneri critice asupra aplicaţiilor sistemelor adaptive [1], [2]. Avantajele principale ale sistemelor adaptive sînt următoarele:

a) capacitatea de a compensa efectul modificărilor (chiar mari) valorii caracteristicilor procesului tehnologic;

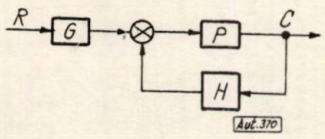


Fig. 1. Sistem tipic de reglare convenţională.

b) capacitatea de a compensa efectul perturbaţiilor din proces (altele decît cele provocate de modificarea mărimii de intrare sau de modificări ale sarcinii). Dacă se consideră sistemul din figura 1 [1], cu notaţiile autorului, atunci funcţia de transfer T_R a sistemului este:

$$T_R = \frac{C}{R} = \frac{GP}{1+PH}.$$

Dacă caracteristicile procesului tehnologic se modifică de la valoarea nominală P la P_f, atunci sensibilitatea sistemului este:

$$S = \frac{\frac{\Delta T}{T_f}}{\frac{\Delta P}{P_f}} = \frac{1}{1+P_0H}; \quad \frac{T_f}{T_0} = \frac{1+P_0H}{\frac{P_0}{P_f}+P_0H},$$

în care s-a notat cu ΔT şi ΔP variaţiile funcţiilor de transfer respective. Din această expresie rezultă că se poate obţine o insensibilitate faţă de variaţiile ΔP ale caracteristicilor procesului (condiţia a), dacă se măreşte P_0H suficient. Trebuie însă observat că sistemul simplu din figura 1 se modifică, dacă alegem pe S şi T_R (funcţie de transfer a sistemului). Pentru a putea satisface două condiţii se poate întrebuinţa un sistem liniar de tipul din figura 2.

În acest caz:

$$T_R = G_1G_2P/1 + PG_2(1+G_1),$$

$$S = 1/1 + P_0G_2(1+G_1)$$

şi deci printr-o alegere adecvată a lui G_1 şi G_2 se pot obţine valori specificate pentru T_R şi S. Dificultatea constă în construcţia fizică a lui G_1 şi G_2, dar este de presupus că va fi mai simplu de realizat decît structurile complexe ale sistemelor adaptive. În felul acesta s-a realizat un sistem liniar care satisface condiţia a).

Dacă se consideră aspectul b), adică se are în vedere adaptarea faţă de perturbaţiile D, cu notaţiile din figura 2, rezultă:

$$T_{R\,pentru\,D=0} = G_1G_2P/1 + PG_2(1+G_1),$$

$$T_{D\,pentru\,R=0} = P/1 + PG_2(1+G_1),$$

sau:

$$T_D = P_0/\frac{P_0}{P_f} + P_0H.$$

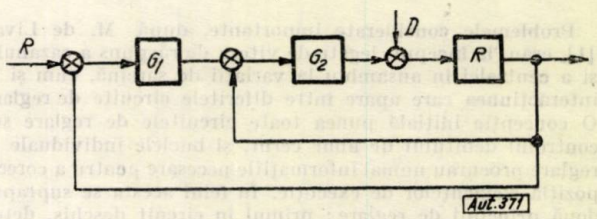


Fig. 2. Sistem liniar cu două grade de libertate.

Dîndu-se deci P_0 şi variaţiile aşteptate P_f, este necesar să se aleagă P_0H pentru a obţine T_D cerut. Se poate deci modifica G_1 şi G_2 pentru a se obţine şi valoarea cerută pentru T_R.

Cele expuse arată că deşi, fără îndoială, este folositor să se cerceteze noi căi în domeniul sistemelor adaptive, nu trebuie neglijate posibilităţile schemelor liniare, care pot duce la realizări mai simple şi satisfăcătoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Horovitz, I. M. *Plant adaptive Systems versus ordinary Feedback Systems.* În: IRE Transactions on Automatic control, ian 1963.

[2] Merchav, S. I. *Compatibility of a Two-Degree of Freedom System with a set of independent specifications.* În: IRE Transactions on Automatic control, ian 1962.

Automatizări în industria cimentului

La a 6-a conferinţă tehnică asupra industriei cimentului, care a avut loc în aprilie 1964 în California, trei dintre cele 20 de comunicări prezentate s-au referit la automatizarea acestui proces.

În comunicarea „Aplicarea aparaturii de automatizare în industria cimentului", R. H. Striker [1] a arătat că, deşi problema automatizării în această industrie este la începutul aplicării ei, s-au realizat progrese considerabile în ultimii ani. După acest autor, în fabricarea cimentului sînt trei procese fundamentale: amestecul conform unei reţete şi măcinarea materiei prime; procesul de ardere în cuptor; amestecul şi măcinarea finală.

Primul şi ultimul proces, din cauza diferenţierii materiei prime şi a altor factori corespunzători diferitelor fabrici producătoare, au o automatizare şi un control tehnologic foarte variat. În ceea ce priveşte procesul de ardere, deşi are numeroşi parametri care pot să difere de la instalaţie la instalaţie, ca diferiţi combustibili, proces umed sau uscat, recuperatoare de căldură, este totuşi foarte similar în ceea ce priveşte operaţiile de bază în toate industriile.

Lucrarea se ocupă, în special, de această parte a procesului. Autorul afirmă că aproape în toate fabricile de ciment s-a adoptat aparatura electronică. Datorită diferenţelor mari dintre semnalele electrice, personalul de întreţinere întîmpină dificultăţi serioase (din cauza cunoştinţelor limitate în electronică) în înţelegerea şi asigurarea unei funcţionări satisfăcătoare. La aceasta se adaugă şi o lipsă de colaborare între tehnologi şi automatişti în ceea ce priveşte cerinţele precise ale procesului de care depinde alegerea aparaturii de măsură şi reglare. În privinţa introducerii calculatoarelor, părerea autorului este că ele nu vor înlocui aparatura convenţională, ci vor calcula şi modifica mărimile de intrare în diferitele circuite de reglare, conducerea procesului urmînd a fi făcută cu aparatura acestor circuite de reglare.

O instalaţie nouă este aceea de la fabrica Colton. În comunicarea „Aspecte din proiectarea părţii electrice pentru fabrica de ciment de la Colton" [2] se arată că în faza de proiectare s-au întrebuinţat foarte multe modele matematice şi utilajele au fost concepute ca un ansamblu împreună cu partea de măsură şi reglare a parametrilor. Experimentările, foarte extinse, au arătat că procesul de fabricaţie din această fabrică poate fi exprimat în formă matematică, cu o precizie suficientă pentru a putea fi introdus într-un program de calculator. Pentru a se reduce costul de instalare, pentru a se grăbi şi simplifica montajul local, echipamentul electric s-a înglobat în utilaj, ori de cîte ori a fost posibil, în faza de fabricaţie a utilajului. Cercetări amănunţite s-au făcut, în timpul proiectării acestei fabrici, în legătură cu introducerea calculatoarelor în conducerea procesului. După studierea mai multor soluţii, decizia finală a fost să se prevadă regulatoare înregistratoare, la care mărimile de intrare să fie modificate de calculator. Această soluţie s-a ales, între alte considerente, şi pentru a se ţine seamă de lipsa unei experienţe directe în ceea ce priveşte siguranţa în funcţionare a calculatorului, pentru a da astfel posibilitate operatorului să conducă procesul în caz de deficienţe în calculator. Modificarea mărimilor de intrare comandate de calculator primeşte o confirmare de execuţie.

Problemele legate de introducerea unui calculator în fabrica Colton au făcut obiectul unei comunicări separate, „Fabricarea cimentului cu un sistem de automatizare prin calculator" [3]. Avantajele calculatorului se estimează că vor fi: calitate mai uniformă, reducerea combustibilului, creşterea producţiei şi reducerea cheltuielilor de întreţinere. În proiectele făcute s-a prevăzut introducerea calculatoarelor în acele părţi din proces în care beneficiile scontate sînt mai mari. După studii deosebit de amănunţite s-a stabilit că calculatorul va îndeplini următoarele cinci funcţiuni:

— stabilirea reţetei iniţiale pe baza materiei prime stocate, ceea ce necesită rezolvarea unor sisteme de ecuaţii simultane;

— stabilirea reţetei finale din oră în oră;

— explorarea punctelor critice la intervale de 3 min, în special pentru temperaturi, presiuni, puteri şi mişcări;

— calcul automat pentru necesităţile exploatării;

— reglarea cuptorului, inclusiv pornirea lui (debitul de combustibil, rotaţia, alimentarea). Intrările de la cuptor spre calculator sînt în număr de 18, iar comenzile de la calculator spre cuptor sînt în număr de 8.

Dată fiind dezvoltarea industriei cimentului în ţara noastră, aceste realizări moderne trebuie să fie în atenţia noastră.

BIBLIOGRAFIE*

[1] Striker, R. H. *Application of Process instruments Cement Industry.*

[2] Hertz, I. H., Miller, R. D. şi Larson, D. B. *Electrical Design considerations for the Colton cement plant.*

[3] Romig, J. R., Morton, W. R. şi Phillips, R. A. *Making Cement with a Computer Control System.*

* Comunicările s-au ţinut la *I.E.E.E. Cement industry technical conference*, între 14 şi 16 aprilie 1964.

Eficienţa economică a automatizării în industrie [1]

Se admite, în general, că sînt două avantaje ale introducerii automatizării şi controlului parametrilor în producţie, şi anume: procesul tehnologic poate fi controlat mai exact decît prin alte mijloace, şi costul procentual al mîinii de lucru poate fi mai redus. Aceste avantaje se obţin printr-o creştere a investiţiei.

În articol se expun rezultatele obţinute în două procese diferite: o instalaţie de produs materiale refractare şi o instalaţie pentru un tratament termic.

În primul caz s-a înlocuit o instalaţie veche, dotată cu aparatură de măsură şi reglare foarte redusă, cu una nouă avînd aproximativ aceeaşi capacitate de producţie. În instalaţia nouă, procentul aparaturii faţă de restul echipamentului este de 8%. Comparaţia s-a făcut înregistrîndu-se rezultatele pe trei ani pentru fiecare situaţie *. Sau constatat următoarele:

— costul total pe tona de produs a fost ceva mai redus în noua instalaţie în raportul de 4,7 faţă de 5,1;

— deşi materia primă întrebuinţată a fost mai costisitoare în noua instalaţie, costul pe unitatea de produs al materiei prime a rămas neschimbat datorită rebuturilor mai mici;

— costul manoperei s-a redus pe tona de produs cu 42%. Această economie se datoreşte atît mecanizării, cît şi aparaturii de măsură şi control, partea acesteia din urmă neputînd fi înregistrată separat. În orice caz s-a putut aprecia că recuperarea investiţiei în aparatura de măsură şi control se face în aproximativ 4 ani, pe baza reducerii salariilor anuale:

— cu toate că instalaţia este mai complicată, costul întreţinerii instalaţiei a fost mai redus şi în plus mai uniform datorită unui program de întreţinere preventivă;

— preţul total al produsului pe tonă a rămas aproximativ acelaşi datorită în special introducerii cotei de amortizare în noua instalaţie, această cotă fiind practic zero pentru instalaţia veche.

Trebuie în plus avut în vedere că în instalaţia nouă s-au prevăzut următoarele:

— o rezervă mai mare de capacitate de producţie;

— s-au ameliorat calitatea şi uniformitatea producţiei;

— s-a creat posibilitatea fabricării unor produse mai noi şi cu o tehnologie mai complicată.

* Respectiv 1955–1957 şi 1960–1962.

În cazul al doilea, tratamentul termic reprezenta un procent important din costul total al pieselor de oţel fabricate. Pentru a ţine seamă de noile cerinţe de precizie şi producţie s-a înlocuit în 1959 o instalaţie de tratament termic veche cu o instalaţie nouă. În această nouă instalaţie, investiţia s-a repartizat astfel:

— clădiri, teren	27%;
— cuptoarele	51%;
— aparatura de măsură şi control	7%;
— diverse	15%;
— total	100%.

Raportată numai la costul utilajelor, aparatura de măsură şi control a reprezentat aproximativ 14%, comparaţia fiind făcută în anul 1962 în care au funcţionat la plină capacitate ambele instalaţii, ducîud la următoarele concluzii:

— reducerea de manoperă pe 1 000 t/h a fost de 60%;

— la combustibil şi energie electrică s-a obţinut o reducere de 3%;

— costul întreţinerii s-a redus substanţial, şi anume cu 60%, dar această reducere nu poate fi atribuită în întregime aparaturii de măsură şi reglare. Pe de altă parte, trebuie avut în vedere că costul întreţinerii cuptoarelor va creşte la instalaţia nouă în următorii ani;

— dacă se ţine seamă numai de economia în manoperă şi în consumul de energie, datorită prezenţei aparaturii de măsură şi reglare, aceasta reprezintă anual 38% din totalul investiţiei în această aparatură de măsură şi reglare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Barker, A. *Symposium: Instrumentation and control. Does it pay.* În: Transactions of the Society of Instrument Technology, vol. 16, nr. 2, iunie 1964.

I. Papadache

RECENZII

A. A. Harchievici. **Lupta cu zgomotele.** Moscova, Fizmatghiz, 1963, 276 pag., 62 ref. bibl.

Problema asigurării unei transmisii sigure a semnalelor în condiţiile existenţei zgomotelor este considerată ca una dintre problemele principale ale teoriei informaţiei aplicate.

Această monografie constituie o scurtă introducere în teoria modernă a metodelor de ridicare a stabilităţii, la zgomote, a sistemelor fizice conţinînd principalele metode şi rezultate ale luptei cu zgomotul. Lucrarea permite formarea unei vederi de ansamblu asupra problemei pentru o adîncire ulterioară a cunoştinţelor pe baza literaturii de specialitate. Monografia conţine 27 de paragrafe. În paragrafele 1—7 se definesc principalele noţiuni ale teoriei informaţiei: semnal, sistem de transmitere, zgomot, recepţie, stabilitatea cu zgomotul, modulaţie.

Paragrafele 8 şi 9 se ocupă de descoperirea semnalului printr-o singură „citire" şi prin acumulare. În paragrafele 10 şi 11 este examinată problema receptoarelor liniare optimale şi problema filtrelor active şi pasive. În paragrafele 12—13 sînt examinate problemele legate de deosebirea a două şi a mai multor semnale.

Paragrafele 14—15 se ocupă de descoperirea unui semnal incomplet cunoscut şi refacerea unui semnal continuu. În paragrafele 16 şi 17 sînt date noţiuni despre zgomot multiplicativ şi despre zgomot corelat cu semnalul.

În paragrafele 18 şi 19 se prezintă cunoştinţele minime despre descoperirea semnalului ca o problemă statistică.

Paragraful 20 se ocupă de transmitere cu confirmare, comparînd schema clasică cu metoda acumulării.

Paragraful 21 conţine o vedere de ansamblu asupra sistemelor cu reacţie.

Paragrafele 22—27 se ocupă cu problemele ridicate de codificare, coduri autoconectoare, coduri sistematice, coduri ciclice, coduri continue.

Monografia este scrisă într-un limbaj simplu şi clar şi se insistă, în special, asupra aspectelor fizice ale problemelor, partea matematică fiind în anexă.

Conţinutul lucrării şi metoda tratării problemelor fac ca lucrarea să fie deosebit de preţioasă pentru inginerii şi studenţii care se ocupă cu problemele de telemecanică, radiotehnică şi radiofizică.

S. I.

Electronica şi cibernetica în biologie şi medicină. Moscova, I.L., 1963, 430 pag.

Această carte cuprinde o culegere de articole traduse din limba engleză şi apărute sub redacţia cunoscutului fiziolog, P. K. Anohin, membru al Academiei de Ştiinţe Medicale a U.R.S.S.

Articolele, în marea lor majoritate, au apărut în original în revista Proc. IRE.

În lucrare, articolele (în număr de 21) sînt grupate ţinînd seamă de trei tematici: I. Biochimie şi biofizică; II. Fiziologia sistemului nervos şi vascular; III. Diagnostic.

În prima parte a culegerii se arată posibilitatea de a se modela, cu metode electronice, unele dintre reacţiile moleculare care intervin în sistemele biologice. Se indică, de asemenea, în detaliu anumite tehnici experimentale utilizate.

În partea a doua se evidenţiază cîteva articole care au făcut epocă în momentul apariţiei lor. Printre acestea trebuie amintite, în primul rînd, lucrările care arată posibilitatea reprezentării unora dintre funcţiile celulelor nervoase, cu ajutorul unor sisteme electrice analoge. Aceste cercetări se referă, în special, la problema conducţiei.

În ceea ce priveşte sinapsa, K. Frank semnează unul din puţinele articole din literatura de specialitate, care descriu mecanismul transmiterii sinaptice în sistemul nervos central.

R. S. Mackay, studiind transmiterea nervoasă, arată posibilitatea interpretării unor fenomene cu ajutorul unor scheme echivalente în care intervin rezistenţe negative.

Un alt articol demn de reţinut este semnat, printre alţii, de cunoscuţii savanţi McCulloch şi Pitts, care au emis mai de mult prima teorie privind interpretarea în termeni de logică matematică a activităţii sistemului nervos central. Acest articol este intitulat în mod sugestiv: „Ceea ce ochiul de broască spune creierului de broască". Importanţa lui constă în faptul că demonstrează experimental că retina prelucrează informaţia într-un mod destul de complex.

În aceeaşi parte se descriu o serie de dispozitive tehnice, utilizate pentru studiul cordului şi al sistemului circulator, cum şi utilizarea calculatoarelor electronice pentru analiza şi controlul mecanismelor care intervin în circulaţia sanguină, ca şi în controlul respiraţiei.

În partea a treia se prezintă o serie de algoritmi utilizaţi în prelucrarea datelor medicale, cu ajutorul dispozitivelor cibernetice. Este vorba de punerea diagnosticului şi de prelucrarea materialelor statistice obţinute din datele culese de la bolnavi.

Problema diagnosticului constituie obiectul şi al altor articole.

Alte articole se referă la radiosonde fiziologice şi la automatizarea examenelor citologice.

O bibliografie deosebit de amplă figurează la fiecare articol.

Lucrarea, grupînd o serie de studii importante referitoare la aplicaţiile electronicii şi ciberneticii în biologie şi medicină, este deosebit de valoroasă şi poate fi consultată cu folos atît de electroniştii care lucrează în biologie, cît şi de cibernetic ieni, respectiv neurofiziologi etc.

E. N.

DOCUMENTARE

Brown, W. S., Hyde, I. P. şi Tague, B. A. **Sistemul de programare ALPAK (The ALPAK system for nonnumerical algebra on digital computer).** În: The Bell system technical journal, vol. **XLIII**, nr. 2, martie 1964, p. 785—804.

Articolul este al doilea dintr-o serie care se ocupă cu descrierea sistemului de programare ALPAK, realizat pentru calculatoare numerice.

Primul articol aparţinînd lui W. S. Brown studiază modul de programare pentru polinoame de mai multe variabile, cum şi pentru serii finite de puteri cu coeficienţi polinominali (Bell system technical journal, XLII sept 1963, p. 2 081).

Al doilea articol tratează despre studiul programelor de analiză a funcţiilor raţionale de mai multe variabile, cum şi a seriilor finite de puteri cu coeficienţi raţionali.

Un viitor articol va analiza problema sistemelor liniare de ecuaţii cu coeficienţi raţionali.

Articolul de faţă este împărţit în cinci părţi. Prima enunţă ideile de bază ale limbajului ALPAK, tratînd şi un exemplu; a doua se ocupă cu studiul formelor canonice ale polinoamelor şi funcţiilor raţionale. În a treia parte a articolului se dă transcrierea în limbaj ALPAK a algoritmului de calcul al celui mai mare divizor comun al mai multor polinoame. Modul de tratare a acestor trei părţi nu implică din partea cititorului cunoaşterea aprofundată a calculatoarelor sau programării.

Partea a patra este dedicată analizei seriilor finite de puteri, cu coeficienţi raţionali, iar în partea a cincea sînt analizate pe scurt posibilităţile de extindere ale sistemului de programare.

Această serie de articole se adresează inginerilor electronişti şi matematicienilor care lucrează în domeniul programării calculatoarelor digitale.

Woolmer, R. **Aplicaţiile medicale şi biologice ale tehnicii electronice.** În: Electronic and Power, vol. 10, nr. 6, iun 1964, p. 178—182.

Numeroase aplicaţii a găsit în ultimii ani tehnica electronică în medicină şi biologie. Una dintre cele mai utile este aplicarea în medicină a televiziunii. Prin aceasta, informaţiile asupra desfăşurării unei operaţii pot fi transmise imediat unui număr mare de asistenţi. O aplicaţie asemănătoare şi-a găsit televiziunea în facultăţile de stomatologie. În radiologia de diagnostic se foloseşte combinarea televiziunii în circuit închis cu un sistem de intensificare a imaginii; aceasta permite eliminarea ecranului fluorescent şi camerei întunecate. Metodele electronice permit o precizie mare de măsurare a presiunii sîngelui. Sistemul de măsură este format dintr-o capsulă închisă de o membrană sau diafragmă în contact cu vasul pe care se măsoară şi un traductor căruia diafragma îi transmite mişcările şi care le transformă în semnale electrice. Se pot măsura, de asemenea, presiunile din interiorul intestinului. În acest caz se foloseşte o capsulă introdusă în intestin, care conţine traductorul şi emiţătorul radio necesar acestei telemăsuri. Alţi parametri măsuraţi prin mijloace electronice sînt viteza de trecere a aerului prin sistemul respirator şi a sîngelui în sistemul circulator. Aparatura electronică permite, de asemenea, efectuarea electrocardiografiilor şi encefalografiilor.

Flanagian, G. şi Molyneux, L. **Un sistem logic NICI de viteză scăzută cu o singură sursă de alimentare.** În: Electronic Engineering, vol. **36**, nr. 437, iul 1964, p. 460—463.

Este descris un sistem logic, bazat pe elemente NICI, care foloseşte o singură valoare de rezistenţă, cel mai ieftin tranzistor cu siliciu din categoria sa şi numai o sursă de putere. Viteza maximă de acţiune este scăzută, de 5 000 impulsuri/s, însă sistemul este potrivit condiţiilor de lucru dirijate de componente electromecanice, ca în operaţiile de prelucrare a datelor. Eliminarea unei a doua surse se bazează pe caracteristica tranzistoarelor cu siliciu aliate de a avea o tensiune de saturare a colectorului considerabil mai scăzută decît tensiunea de lucru normală bază-emitor. Se dau în continuare considerentele de proiectare a sistemului pentru cazul cel mai defavorabil şi curbele reprezentînd relaţia dintre numărul de ieşiri şi numărul de intrări admise pentru o tensiune de alimentare şi un factor de amplificare β dat. Se dau metode de mărire a numărului de ieşiri. Circuitele auxiliare ale sistemului sînt: circuitul divizor binar format din două tranzistoare şi două diode şi circuitul de temporizare. Se dau schemele electrice şi specificaţiile pieselor circuitului de bază şi ale celor auxiliare.

Young, J. F. **Comparaţie între tuburile cu catodă rece şi tranzistoare pentru comutaţia industrială.** În: British Communications and Electronics, vol. **11**, nr. 7, iul 1964, p. 484—486.

Din anul 1950 a început folosirea extinsă a tuburilor cu catodă rece în circuitele de comutaţie, în special în echipamentul telefonic, iar mai tîrziu şi în scheme industriale. După introducerea sistemelor de comutaţie pe bază de elemente NICI cu tranzistoare cu joncţiune, semiconductoarele s-au răspîndit mult în acest domeniu. În aceste condiţii prezintă un mare interes compararea celor două tipuri de elemente. Puterea comutată de un tranzistor mic este de 5 W faţă de 1,5 W comutaţi de un tub cu catodă rece tipic. Tuburile cu catodă rece sînt adecvate pentru sarcini de impedanţă mare (lămpi cu neon, tuburi cu catodă caldă), pe cînd tranzistoarele lucrează mai bine pe sarcini scăzute, ca relee, contactoare, amplificatoare magnetice etc. Tensiunile de lucru tipice pentru tuburi sînt 100—300 V, iar pentru tranzistoare, 50—150 V. În privinţa stabilităţii, avantajele sînt împărţite între cele două tipuri de dispozitive. Tuburile cu catodă rece au o viaţă limitată. Costul dispozitivelor asemănătoare este momentan comparabil, dar preţurile semiconductoarelor sînt în scădere. Cele două tipuri de dispozitive pot fi analizate apoi din punctul de vedere al performanţelor lor în circuitele logice, al surselor de alimentare necesare, robusteţii, influenţei cîmpurilor externe, sensibilităţii la lumină, vitezei de comutare, utilizării cu sarcini inductive etc.

Duranton, P. **Amplificatoare cu tranzistoare cu amplificare ridicată şi bandă largă de trecere.** În: Revue générale d'électronique, nr. 211, iun 1964, p. 29—35.

În numeroase amplificatoare cu tranzistoare lucrînd în gama frecvenţelor radio trebuie reunite o serie de performanţe ridicate, mai ales dacă este vorba de aparataj de măsură la care este necesară o constantă de timp foarte scurtă. În aceste aplicaţii, în care frecvenţa limită trebuie să fie de patru ori mai mare decît parametrul f_β al tranzistorului, trebuie să se recurgă la asocieri de diferite reacţii: paralelă, serie, combinată. Combinarea reacţiilor serie cu cele paralele permite obţinerea unui produs bandă-amplificare optim, deşi nu totdeauna constant. Pentru evitarea distrugerii tranzistorului final la suprasarcini este recomandabilă, din punct de vedere economic, nu utilizarea unui tranzistor de putere, ci conectarea în paralel a mai multor tranzistoare de putere mai mică. În acest caz şi produsul amplificare-bandă creşte. Pentru menţinerea amplificării constante într-o bandă largă de frecvenţe se creşte, cu frecvenţa, intensitatea curentului de bază şi cînd aceasta se limitează este folosită o compensare în circuitul emitorului. Un exemplu de astfel de amplificator cu patru etaje are o amplificare în tensiune de 20 dB şi o bandă de 200 MHz. Aceiaşi parametri se pot obţine cu un amplificator cu un etaj cuprinzînd trei celule în paralel.

Harders, H., Heller, G. şi Lauser, P. R. **Commande optimale d'un processus chimique à l'aide d'un calculateur** (Comanda optimală a unui proces chimic cu ajutorul unui calculator). În: La technique moderne, mai, 1964.

În articol se descrie procedeul după care s-a introdus un calculator electronic în reglarea unei unităţi de sinteză

chimică. În acest scop se stabilesc ecuaţiile procesului, adică modelul matematic respectiv. Deşi numeroase informaţii asupra procesului erau deja disponibile, autorii au făcut numeroase măsurări. Pentru a se obţine indicaţii medii valabile, teoretic ar fi fost necesare 6 581 de experimentări. Ţinînd seamă de considerente statistice s-au ales 100 de experimentări, la întîmplare. Cu aceste date s-a întocmit modelul matematic.

Strategia optimizatorului avea drept scop obţinerea unui beneficiu maxim. Calculatorul întrebuinţat a fost RW 300. În continuare în articol se dau informaţii asupra modului cum a fost organizat lucrul.

Din punctul de vedere al eficienţei economice, autorii ajung la concluzia că producţia anuală a procesului trebuie să fie de, aproximativ, 15 ori investiţia totală, provocată de introducerea calculatorului, pentru ca această introducere să fie rentabilă.

Pilling, T. **Letter post automation** (Automatizări în operaţiile cu scrisori poştale). Control, iulie, 1964.

Cercetări făcute în Anglia au arătat că este posibilă o automatizare aproape completă a diferitelor operaţii cu scrisorile poştale, din momentul în care sînt primite la oficiul de sortare şi pînă cînd părăsesc oficiul : ştampilate, timbrate şi sortate. Cu ajutorul instalaţiilor automate de recunoaştere, toate scrisorile, cu excepţia acelora care au dimensiuni mari, pot fi prelucrate automat cu ajutorul maşinilor. Aceste operaţii se referă la aproximativ cele 30 000 000 de scrisori înregistrate zilnic în Anglia.

Articolul descrie aparatura concepută în acest scop în Anglia, după cercetări care au durat mai mulţi ani.

Paşeva, R. P. **Aplicarea metodei programării dinamice la construcţia regulatoarelor optimale**. În : Avtomatika i telemehanika, vol. XXV, nr. 1, 1964, p. 30—40.

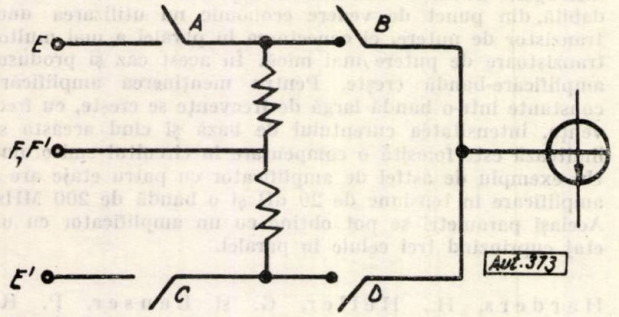
În acest articol se studiază problema stabilizării unei nave cu ajutorul unor aripi subacvatice. Această problemă este rezolvată prin determinarea comenzilor optimale cu ajutorul metodei programării dinamice. Este analizat un sistem de ordinul al doilea cu restricţii impuse comenzilor. Se determină funcţia lui Liapunov, care este necesară pentru determinarea comenzii optimale în zona liniară.

Este analizată problema extinderii funcţiei lui Liapunov în domeniul de saturaţie. Pentru cazul stabilizării navei este indicată metoda de calcul şi calculul concret al acestei funcţii.

Lucrarea foloseşte unele rezultate obţinute de Bell în aceeaşi direcţie.

Avanessoff, I. **Neuronul**. În : Électronique et automatisme, nr. 35, nov 1963, p. 442—444.

Neuronul este un nou dispozitiv semiconductor universal cu ŞI, cu aplicaţii foarte largi, care poate asigura realizarea funcţiilor logice fundamentale. Astfel, neuronul poate realiza funcţiile : ŞI ; SAU ; NICI, bistabil, şi SAU exclusiv, permiţînd obţinerea uşoară şi a altor funcţii logice.



Fg. 1

El diferă de dispozitivele clasice prin aceea că nu conţine componenţi identificabili, toate funcţiile logice obţinîndu-se în acelaşi dispozitiv semiconductor.

Neuronul este compus din mai multe regiuni cu rol de porţi şi o regiune de amplificare.

Dacă se figurează porţile prin contacte, schema echivalentă a acestui dispozitiv semiconductor este arătată în figura 1.

În funcţionare, porţile A, B, C, D — realizate prin joncţiuni PN — sînt folosite invers, cu o tensiune pozitivă pentru condiţia logică 0 ; pentru realizarea unui 1 logic se suprimă polarizarea joncţiunii respective. În articol sînt examinate caracteristicile principale ale acestui dispozitiv, dintre care citäm :

— pasivizarea suprafeţei, ceea ce asigură o funcţionare fără derivă ;

— plajă largă de tensiuni de lucru (sînt permise variaţii de $\pm 15\%$ — $\pm 40\%$ ale tensiunii aplicate) ;

— frecvenţa de funcţionare, MHz ;

— impedanţă de intrare ridicată (de ordinul MΩ) şi impedanţă de ieşire mică.

Autorul se ocupă de studiul aplicaţiilor neuronului în schemele logice, indicînd modul de realizare a conexiunilor exterioare, pentru modelarea diferitelor funcţiuni. Dispozitivul este prezentat într-o capsulă de tranzistor de tip T05, avînd patru intrări şi zece ieşiri.

Bromzite, M. **Amplificator cu cuplaj direct tranzistorizat** (Direct-coupled transistor amplifier). În : Wireless World, martie 1964, p. 153—155.

În articol se descriu schema şi funcţionarea unui amplificator de c.c. tranzistorizat, cu rezistenţă de intrare mare şi rezistenţă de ieşire mică, pentru alimentarea unui motor de c.c. Schema conţine un preamplificator cu rezistenţă mare de intrare prevăzut cu un repetor pe emiter complementar pentru diminuarea efectului termic. Preamplificatorul este urmat de amplificatorul principal prevăzut cu două legături de reacţie : una pentru creşterea factorului de rejecţie al semnalului, a doua pentru stabilizarea amplificării. Etajul final este un amplificator în clasa B.

Caracteristicile amplificatorului sînt : tensiunea de intrare $0 \pm$ IV, cîştigul este 12 cu o variaţie de 0,1 % pentru o plajă de o intrare de $\pm$ IV şi o variaţie a impedanţei de 0—30 kΩ. Cîştigul fără reacţie este de 90 dB, impedanţa de intrare mai mare de 30 MΩ şi impedanţa de ieşire mai mică de 0,2Ω. Deriva (datorită temperaturii) raportată la intrare este de 300 μ V/ °C pentru domeniul 0—35°C.

Realizarea practică a amplificatorului este uşurată de recomandări privind măsurile de verificare şi reglajul.

Keller, P. R. **Realizări recente în domeniul codurilor cu corecţie automată a erorii** (Recent developments in automatic error conection). În : Wireless World, februarie 1964, p. 62—66 , martie 1964, p. 118—121.

În articolul publicat în luna februarie, autorul expune principiul codului internaţional telegrafic nr. 2 C.C.I.T.T. de cinci unităţi şi al sistemului de sincronizare start-stop, care, împreună, sînt folosite în prezent pe larg în telecomunicaţii. Se explică apoi principiul codurilor protejate, al celor cu detecţie a erorii şi al celor cu corecţie a erorii. Urmează explicarea modului de construire a unui cod cu corecţie a erorii, de zece unităţi, dintr-un cod neprotejat, de cinci unităţi, printr-o metodă diferită de aceea clasică a lui Homming, obţinînd astfel o mai mare simplitate a circuitelor. Articolul se încheie cu expunerea principiilor folosite la recepţie, urmate de un exemplu practic.

În articolul publicat în luna martie, după expunerea unui caz special de codificare (cod cu corecţie a erorii şi cu protecţie la imparitate), autorul dă explicaţii cu privire la proiectarea echipamentului. Autorul compară acest sistem de zece unităţi cu sistemul ARQ de şapte unităţi, arătînd că dezavantajul primului este imposibilitatea corectării greşelilor multiple. Totuşi codul de zece unităţi detectează mult mai eficient greşelile menţionate, ducînd în acest fel la scăderea numărului de litere greşit tipărite. În încheiere se arată că introducerea aparaturii (nu prea complicate) necesară transmiterii codului cu zece elemente este deplin justificată de scăderea numărului de erori.

Towers, T. D. **Circuite de comutaţie cu tranzistoare** (Elements of transistor pulse circuits). În: Wireless World, ianuarie — mai, iulie — august 1964.

Începînd cu numărul din ianuarie al revistei, autorul publică sub titlul menţionat o serie de articole în care se tratează circuitele cele mai des întîlnite în schemele care lucrează cu impulsuri.

Primul articol trece în revistă principalele tipuri de circuite, arătînd destinaţia şi, în general, şi modul lor de funcţionare (circuite neregenerative: inversorul de fază, repetorul pe emiter, inversorul echilibrat, amplificatorul parafazic, amplificatorul diferenţial, operaţional, schimbătorul de semn, schimbătorul de scară, schimbătorul de fază 0—360°, circuitul integrator, diferenţiator, sumator, generatoare de curent (tensiune) liniar variabile în timp cu variante din ce în ce mai perfecţionate, cel mai satisfăcător fiind integratorul lui Miller; amplificatoare cu impedanţă mare de intrare: amplificatorul cu pereche Darlington, amplificatorul bazat pe generatorul curent (tensiune) liniar variabil în timp; circuite de comutare regenerative; oscilatorul autoblocat, circuitul basculant astabil, monostabil şi bistabil, triggerul Schmitt, circuit care dă la ieşire o tensiune crescătoare în trepte, avînd la intrare un tren de impulsuri.

În numerele viitoare ale revistei se tratează pe rînd aceste circuite, expunînd pe larg funcţionarea şi proiectarea lor. Cei interesaţi găsesc aici indicaţii cu privire la terminologia folosită curent în acest domeniu.

Goss, A. J. şi Sarson, A. E. **Dioda emiţătoare de lumină şi aplicarea ei la o legătură de televiziune pentru mică distanţă** (The lightemitting diode; its application to a short-path television link). În: Wireless World, august 1964, p. 377—381.

Autorul descrie structura şi principiul de funcţionare a diodei emiţătoare de radiaţie infraroşie folosită experimental în realizarea unei legături de televiziune pe distanţe mici; pentru modulare s-a folosit un semnal video de 8 MHz.

Avantajele utilizării acestei diode sînt următoarele: dimensiuni mici ale aparaturii; gama lungimii de undă a radiaţiei emise bine definită; radiaţia uşor detectabilă cu un fotomultiplicator sau cu un fotodetector cu siliciu; modulare liniară la frecvenţe înalte (este posibilă pînă la 1 000 MHz); simplitate constructivă.

Articolul mai conţine schema-bloc şi descrierea funcţionării instalaţiei de legătură. Se dau schemele electronice de principiu ale blocurilor principale: modulatorul şi fotomultiplicatorul amplificator. În încheiere sînt date pe larg performanţele electrice şi optice ale sistemului încercat.

Loyer, F. **Montaje utilizînd efectul de avalanşă.** În: Électronique et automatisme, nr. 35, noiembrie 1963, p. 485—487.

Se descrie pe scurt efectul de avalanşă la tranzistoarele de tip *pnp*, efect datorit ionizării atomilor de către purtătorii de sarcină injectaţi de colector în joncţiunea colector-bază polarizată invers.

Acest efect permite realizarea de generatoare de impulsuri de durată de ordinul nanosecundelor cu montaje foarte simple.

Autorul descrie, de asemenea, un divizor de frecvenţă cu impulsuri, cu raport de divizare variabil şi un generator de oscilaţii de relaxare, capabil să funcţioneze la frecvenţe de cîteva zeci de MHz.

S-a constatat că, în general, tranzistoarele de tip planar se pretează cel mai bine funcţionării în regim de avalanşă.

De asemenea, pentru obţinerea de rezultate bune, trebuie acordată o atenţie deosebită dezvoltării montajelor, avînd în vedere curenţii mari care apar în acest regim de funcţionare.

Diodele tunel — teorie, tehnologie şi aplicaţii. În: Acta electronica, vol. 7, nr. 3, iulie 1963, p. 195—245.

Acest număr al revistei este dedicat studiului teoriei şi tehnologiei de fabricaţie a diodelor tunel. În primul articol, aparţinînd lui A. Schmitz, sub titlul „Noţiuni fundamentale asupra diodei-tunel", se studiază funcţionarea unui astfel de dispozitiv semiconductor. Se indică schema echivalentă a diodei (fig. 1), cum şi metodele de măsurare a parametrilor diodei.

Al doilea articol cuprinde studiul funcţionării diodelor-tunel în regim stabil şi instabil; sînt studiate cele două montaje tipice în circuit simplu, serie şi paralel.

Autorul articolului, I. Revuz, indică condiţiile de stabilitate, diferenţiind în funcţie de parametrii electrici ai circuitului cele două regimuri care corespund la două tipuri distincte de instabilitate: comutaţie şi oscilaţii de relaxare.

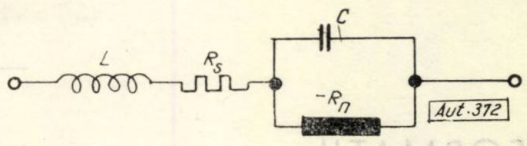


Fig. 1. Schema echivalentă a diodei:
L — inductanţa conexiunilor; R_s — rezistenţa serie; C — capacitatea regiunii de sarcină spaţială; — R_n — rezistenţă negativă.

I. Fraleux se ocupă în cel de-al treilea articol de tehnica construcţiei diodelor tunel. Sînt indicate diferite procedee tehnologice, cum şi modul în care trebuie modificaţi parametrii diodelor pentru obţinerea de performanţe dorite.

Al patrulea articol, aparţinînd lui G. E. Zaaijer, cuprinde montajele pentru măsurarea parametrilor din schema echivalentă. Tot în acest articol se studiază două scheme destinate măsurării rezistenţei negative şi capacităţii diodelor.

Printre numeroasele utilizări posibile ale diodelor tunel, realizarea de oscilatoare şi amplificatoare la frecvenţe superioare celei de 200 MHz ocupă un loc important. Ultimul articol, aparţinînd lui B. Bollée, tratează rezolvarea acestor aplicaţii.

La studiul amplificatoarelor cu diode tunel se indică avantajele acestora în raport cu alte tipuri de amplificatoare: zgomot minim, produs cîştig-bandă superior etc.

Sînt examinate apoi şi două tipuri de oscilatoare: cu unde sinusoidale şi oscilaţii de relaxare, la al căror studiu s-a folosit metoda izoclinelor. Acest număr al revistei „Acta Electronica" este de un real folos atît inginerilor preocupaţi de studiul tehnologiei fabricării diodelor tunel, cît şi celor care lucrează la proiectarea de circuite cu astfel de diode.

Durrande, D. **Realizarea unui program logic de calcul al transformatoarelor.** În: Automatisme, vol. IX, nr. 5, mai 1964, p. 203—210.

Proiectarea maşinilor electrice presupune determinarea unei serii de elemente geometrice ale căror caracteristici electrice sînt impuse. Redactarea unui program de calcul pune în acest caz probleme de structură logică.

În articol este studiat un astfel de program logic în ansamblu, utilizînd ca exemplu calculul transformatorului.

Problemele de logică ce apar comportă analiza şi sinteza programului, cum şi studiul matematic al autocorecţiei aproximărilor introduse.

Autorul indică organigrama de calcul a transformatorului, cum şi un exemplu de organigramă de calcul a unei înfăşurări.

Cu toată complexitatea inerentă acestor programe, avantajele obţinute sînt foarte mari.

Astfel, cu ajutorul calculatoarelor numerice programate ca mai sus se poate realiza un studiu mai rapid şi mai aprofundat al diferitelor cazuri particulare impuse de beneficiarii proiectelor.

Aceasta oferă posibilitatea examinării în paralel a mai multor soluţii posibile şi apoi adoptarea soluţiei optime.

Cooper, G. **Indicator de disponibil de energie** (Maximum demand power indicator). În: Industrial electronics, vol. 2, nr. 6, iunie 1964, p. 267—272.

Acest articol apărut în cadrul rubricii „Aplicarea dispozitivelor numerice în industrie" se ocupă cu descrierea unui aparat indicator de energie disponibilă, utilizat la cuptoarele electrice cu inducţie.

Aparatul indică la fiecare cinci minute energia electrică totală, utilizată în ultima jumătate de oră, cum şi disponibilul de energie pentru următoarele cinci minute. Autorul explică metoda de calcul folosită, cum şi funcţionarea echipamentului cu ajutorul schemei de principiu a acestuia. Sînt analizate în continuare diferitele blocuri componente ale dispozitivului, explicîndu-se modul lor de funcţionare şi particularităţile lor constructive.

Se descrie funcţionarea aparatului în cadrul cuptoarelor oţelăriei companiei siderurgice „Breda siderurgica" — Milano, dîndu-se indicaţii de exploatare.

Articolul se încheie cu o succintă trecere în revistă a posibilităţilor de perfecţionare a aparatului.

Importanţa dispozitivului constă în aceea că oferă posibilitatea predeterminării disponibilului de energie, ceea ce permite utilizarea optimă a cuptoarelor din punctul de vedere al preţului de cost al energiei.

Articolul se adresează inginerilor electronişti care lucrează la automatizarea instalaţiilor siderurgice de mare putere.

INFORMAŢII

Codul european de notaţie a tranzistoarelor

În revista „Électronique et automatisme", nr. 39 din martie 1964, s-a prezentat codul european de notaţie a tranzistoarelor. Acest cod cuprinde semiconductoarele cu una sau mai multe joncţiuni, celulele fotoconductoare şi generatoarele Hall. Fiecare element este notat printr-un grup de cinci semne: fie trei litere şi două cifre, fie două litere şi trei cifre.

Elementele notate prin două litere şi trei cifre sînt destinate aplicaţiilor de largă răspîndire, de exemplu aparate de radio, televiziune, magnetofoane, amplificatoare de joasă frecvenţă, aparate pentru surzi etc. Elementele notate prin trei litere şi două cifre sînt destinate unor aplicaţii profesionale speciale.

Semnificaţia primei litere:

A — element cu joncţiune cu germaniu;
B — element cu joncţiune cu siliciu;
R — material semiconductor pentru celule fotoconductoare şi generatoare, cum şi generatoare Hall.

Semnificaţia celei de-a doua litere:

A — diodă (nu cuprinde diode tunel, diode Zener, diode de putere, detectoare de radiaţii);
C — tranzistor de joasă frecvenţă, de mică putere;
D — tranzistor de joasă frecvenţă, de putere;
E — diodă tunel;
F — tranzistor de înaltă frecvenţă de mică putere;
H — măsurător de cîmp;
K — generator Hall, în circuit magnetic deschis;
L — tranzistor de înaltă frecvenţă, de putere;
M — generator Hall, în circuit magnetic închis, cu excitaţie electrică (modulator sau multiplicator Hall);
P — detector de radiaţii;
S — tranzistor de comutaţie, de mică putere;
U — tranzistor de comutaţie, de putere;
R — element de comutaţie cu efect de avalanşă, de mică putere;
T — element de comutaţie cu efect de avalanşă, de putere;
Y — diodă de putere;
Z — diode Zener.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–501.001.24

РОЗИНГЕР, Е. и ИОНЕСКУ, В.:

О синтезе оптимальных автоматических систем.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 6, стр. 241–250

Описывается метод синтезирования оптимальных автоматических систем без использования фазового пространства. При операции синтезирования авторы пользуются позиционалыюй разверткой на оси времени оптимального управления, определяя таким образом оптимальное время коммутации. Предлагается оптимизационная схема управления процессом, отличающаяся от схемы, получаемой определением оптимального управления посредством фазового пространства.

ДК 621–501.12 : 512.8

СТЭНЧУЛЕСКУ, Ф.:

Синтезирующий алгебраический метод безконтактных релейных секвенциальных схем.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 6, стр. 250–254

Описываются основные цепи, рассматриваемые как секвенциальные элементы, что отражается в характерных для этих элементов уравнениях. Показано, что построение рекуррентных уравнений секвенциальных схем осуществимо повсеместно с помощью этих элементов. В заключение статьи приводятся 2 примера синтезирования бесконтактных секвенциальных схем.

ДК 621–533.7 : 621.3.016.2 + 621.3.018.4

ЧЕРВЕНИ, И., ВАЙСС, А.:

Аппарат для формирования регулировочного частотно-мощностного бинома.

Automatica şi Electronica 6 (1964), № 6, стр. 254–256

Описывается конструкция электронного прибора для измерения напряжения, пропорционального значению регулировочного частотно-мощностного бинома, а также полученные результаты во время эксплуатации.

ДК 621.319.35 : 539.172.4

ТЕОДОРЕСКУ, И., МАРГИТУ, С. и ЛУКИАН, И.:

Маломощные ускорители для производства быстрых нейтронов.

Automatica şi Electronica 6 (1964), № 6 стр. 256–270

Излагаются принципы работы нейтронных генераторов, использующих маломощные ускорители и перечисляется ряд возможностей их применения. Автор подробно останавливается на генераторах, широко применяемых в настоящее время в промышленности и исследованиях, а также на генераторах, располагающих большими возможностями для их применения в этих областях.

ДК 621–501

БАРБУ, Е.:

Синтез логической цепи несовпадения и области ее применения.

Automatica şi Electronica 6 (1964), № 6, стр. 271–279

Проводится синтез цепи несовпадения, исходя из логической формулы. На основании полученных логических уравнений построены общие символические схемы с элементами УНИЛОГ и запрещающими структурами.

ДК 621.317.79.083.2

СТАИКОВИЧ, С.:

Резонансный электронный влагометр.

Automatica şi Electronica 6 (1964), № 6, стр. 280–281

ГК 539.166.94: 621.397

ВЛЭДЕСКУ , М. и НЕМЕШ, А. :

Рентгеноскопическая промышленная система с телеизображением.

Automatica şi Electronica 8 (1964), № 6, стр. 282–286

НОВОСТИ 287–290

РЕЦЕНЗИИ 290

ДОКУМЕНТАЦИЯ 290–294

ИНФОРМАЦИИ 294

АЛФАВИТНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ За 1964 год 295–296

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–501.001.24

ROSINGER, R. und IONESCU, V.:

Über die Synthese der optimalen automatischen Systeme.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 241–250

Es wird ein Syntheseverfahren der optimalen automatischen Systeme ohne Verwendung des Phasenraumes dargelegt. Die Verfasser verwenden in der Syntheseoperation den potentiellen Ablauf der optimalen Steuerung auf der Zeitachse und ermitteln auf diese Weise die optimalen Schaltzeiten. Es wird eine Bestwertschaltung für die Steuerung eines Prozesses vorgeschlagen, die Unterschiede zu jener Schaltung aufweist die durch die Bestimmung der optimalen Steuerung mit Hilfe des Phasenraumes ermittelt wurde.

DK 621–501.12 : 512.8

STĂNCIULESCU, FL. :

Algebrisches Syntheseverfahren der Sequenzschaltungen mit kontaktlosen Relais.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 250–254

Es werden zehn als Sequenzelemente behandelte Grundschaltungen beschrieben, ein Umstand, der in den charakteristischen Gleichungen dieser Elemente widerspiegelt wird. Es wird darauf hingewiesen, dass die rekurrenten Gleichungen der Sequenzschaltungen stets mit Hilfe dieser Sequenzelemente gelöst werden können. Der Aufsatz schliesst mit zwei Synthesebeispielen von Sequenzschaltungen mit kontaktlosen Relais.

DK 621–533.7 : 621.3.016.2 + 621.3.018.4

CSERVENY, I. und WEISS, A. :

Apparat zur Bildung des Reglerbinoms Frequenz-Kraft.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 254–256

Es wird die Bauweise eines elektronischen Messapparats für eine proportionale Spannung mit dem Wert des Reglerbinoms Frequenz-Kraft sowie der Betriebsleistung beschrieben.

DK 621.319.35 : 539.172.4

TEODORESCU, I., MARGHITU, S. und LUCHIAN, I. :

Beschleuniger mit geringer Energie für die Erzeugung von beschleunigten Neutronen.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 256–270

Es werden die Arbeitsprinzipien der Neutronengeneratoren, die für Beschleunigung mit kleiner Energie verwendet werden und einige ihrer Verwendungsmöglichkeiten dargelegt. In besonderer Weise werden jene Generatoren behandelt, die bereits in Industrie und Forschung im breiten Masstab angewandt werden, sowie jene, die in diesen Bereichen grosse Anwendungsperspektiven aufweisen.

DK 621–501

BARBU, E. :

Synthese des logischen Nichtkonkordanzkreises und dessen Anwendung.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 271–279

Es wird die Synthese des Nichtkonkordanzkreises vorgenommen, wobei von der logischen Formel ausgegangen wird. Auf Grund der logischen Relationen wurden die allgemeinen symbolischen Schaltungen mit UNILOG-Elementen und Interdiktionsstrukturen ermittelt.

DK 621.317.79.083.2

STAICOVICI, S. :

Elektronischer Resonanzfeuchtigkeitsmesser.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 280–281

DK 539.166.94: 621.397

VLĂDESCU, M. und NEMEŞ, A. :

System für industrielle Roengten-Werkstoffprüfung mit Fernsehanlage.

Automatica şi Electronica 8 (1964), H. 6, S. 282–286

AKTUELLES 287–290

BUCHBESPRECHUNGEN 290

DOKUMENTATION 291–294

INFORMATIONEN 294

NACHWORTVERZEICHNIS 295–296

SOMMAIRE

CD 621 – 501.001.24

ROSINGER, E. et IONESCU, V. :

Considérations concernant les systèmes automatiques optima.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 241 – 250

On expose une méthode de synthèse des systèmes automatiques optima sans utiliser l'espace des phases. Les auteurs utilisent au cours de l'opération de synthèse le déroulement positionnel sur l'axe du temps de la commande optima, déterminant ainsi les temps de commutation optima. On propose un schéma pour optimaliser la conduite d'un processus, différent de celui résulté lors de la détermination de la commande optima à l'aide de l'espace des phases.

CD 621 – 501.12 : 512.8

STĂNCIULESCU, FL. :

Une méthode algébrique de synthèse des schémas séquentionels à relais sans contacts.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 250 – 254

On décrit 10 circuits fondamentaux traités comme éléments séquentionels, fait qui se reflète dans les équations caractéristiques de ces éléments. On spécifie que la réalisation des équations de récurrence des schémas séquentionels à l'aide de ces éléments est toujours possible. A la fin de l'article on présente deux exemples de synthèse de certains schémas séquentionels à relais sans contacts.

CD 621 – 533.7 : 621.3.016.2 + 621.3.018.4

CSERVENY, I. et WEISS, A :

Appareil pour la formation du binome de réglage fréquence-puissance.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 254 – 256

On présente le mode de réalisation d'un appareil électronique pour le mesurage d'une tension proportionnelle à la valeur du binome de réglage fréquence-puissance, ainsi que les performances obtenues pendant l'exploitation de cet appareil.

CD 621.319.35 : 539.172.4

TEODORESCU, I., MARGHITU, S. et LUCHIAN, I. :

Accélérateurs de petite énergie pour la production des neutrons rapides.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 256 – 270

On expose les principes de fonctionnement des générateurs de neutrons qui utilisent les accélérateurs de petite énergie et l'on indique quelques unes de leurs possibilités d'utilisation. On insiste particulièrement sur les générateurs qui sont utilisés sur une grande échelle dans l'industrie et dans les recherches, ainsi que sur ceux qui présentent de grandes perspectives d'utilisation dans ces domaines.

CD 621 – 501

BARBU, E. :

La synthèse du circuit logique de non-coïncidence et ses applications.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 271 – 279

On effectue la synthèse du circuit de non-coïncidence, partant de la formule logique. Prenant comme base les relations logiques obtenues, on a établi les schémas symboliques généraux en utilisant des éléments UNILOG et des structures d'interdiction.

CD 621.317.79.083.2

STAICOVICI, S. :

Humidomètre électronique de résonance.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 280 – 281

CD 539.166.94: 621.397

VLĂDESCU, M. et NEMEŞ, A. :

Système de radioscopie industrielle à téléimage.

Automatica şi Electronica 8 (1964), no. 6, p. 282 – 286

ACTUALITÉS	287 – 290
COMPTES RENDUS	290
DOCUMENTATION	291 – 294
INFORMATIONS	294
INDEX ALPHABÉTIQUE	295 – 296

CONTENTS

DC 621 – 501.001.24

ROSINGER, E. and IONESCU, V. :

Concerning the synthesis of optimal automatic systems.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 241 – 250

The authors explain a synthesis method of optimal automatic systems without using the phase space. They use in the synthesis operation the positional development of the optimal control on the time axis thus determining the optimum switching times.

The optimizing scheme suggested for the direction of a process differs from that resulting from the determination of the optimal control by means of the phase space.

DC 621 – 501.12 : 512.8

STĂNCIULESCU, FL. :

An algebraic synthesis method of the sequential schemes with contactless relays.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 250 – 254

One describes 10 fundamental circuits treated with sequential elements, a fact which is reflected in the characteristic equations of these elements. The realization of the recurrence equations of the sequential schemes is shown to be always possible by means of these elements. In conclusion, the synthesis of some sequential schemes with contactless relays is illustrated by two examples.

DC 621 – 533.7 : 621.3.016.2 + 621.3.018.4

CSERVENY, I. and WEISS, A. :

An apparatus for determining the frequency-power control binomial.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 254 – 256

The article contains a description of an electronic apparatus for measuring a tension proportional with the value of the frequency-power control binomial. The performances obtained under working conditions are also pointed out.

DC 621.319.35 : 539.172.4

TEODORESCU, I., MARGHITU, S. and LUCHIAN, I. :

Low-energy accelerators for producing rapid neutrons.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 256 – 270

The working principles of the neutron generators using low-energy accelerators are explained and some of their possible uses are reviewed. Particular stress is laid upon the generators which are largely used in the industry and research activities or have good utilization prospects in these fields.

DC 621 – 501

BARBU, E. :

The synthesis and applications of the logical non-coincidence circuit.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 271 – 279

The author makes the synthesis of the non-coincidence circuit starting from the logical formula. The general symbolic schemes with UNILOG elements and interdiction structures have been established on the basis of the logical relations.

DC 621.317.79.083.2

STAICOVICI, S. :

An electronic resonance humidometer.

Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 280 – 281

DC 539.166.94: 621.397

VLĂDESCU, M. and NEMEŞ, A. :

A system of industrial radioscopy with teleimages.

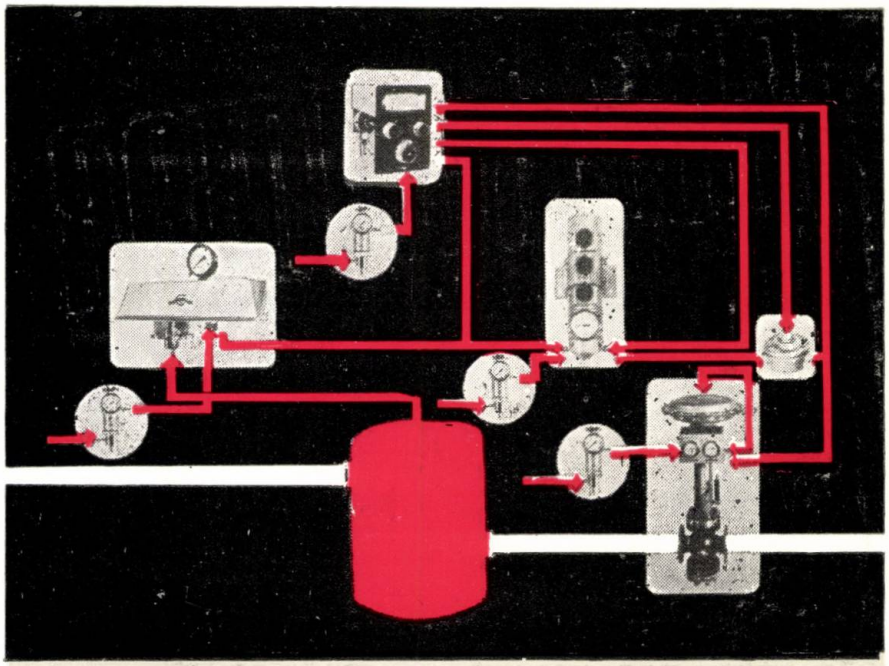
Automatica şi Electronica 8 (1964), nr. 6, p. 282 – 286

NEWS	287 – 290
REVIEWS	290
DOCUMENTATION	291 – 294
INFORMATIONS	294
ALPHABETICAL INDEX	295 – 296

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ... DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Control - reglare

- Elemente pneumatice pentru automatizare
- Linii complete de reglare pneumatică
- Instalații complete în întregime tranzistorizate pentru măsurarea de mare precizie a nivelului în parcurile de rezervoare



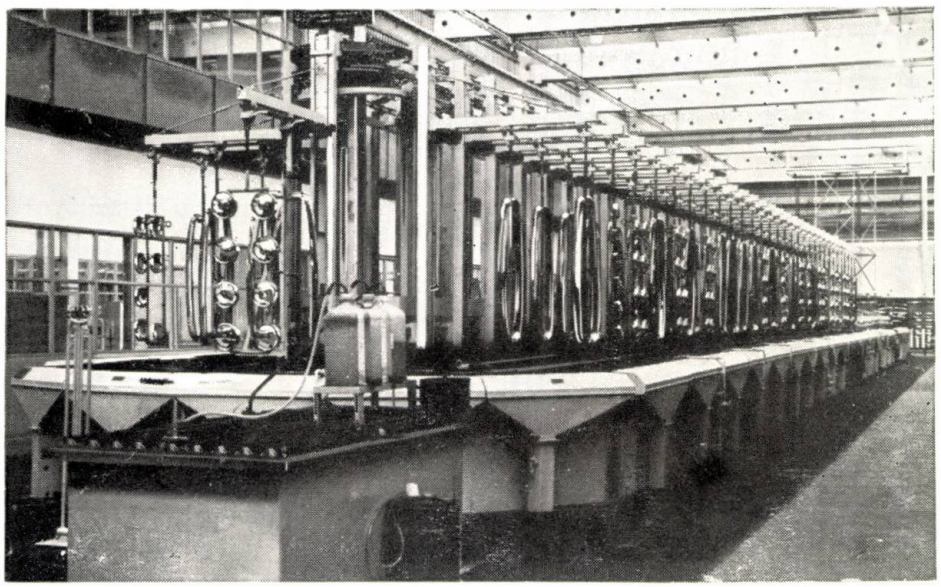
Exportă

METRIMPEX
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERȚUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Căsuța poștală: Budapesta 62 • B.P. 200 • Ungaria
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

METRIMPEX M BUDAPEST

GALVANO-TEHNICA MODERNĂ



BLASBERG livrează:

Cea mai mare instalație pentru dublă nichelare din Europa, complet automatizată →

Instalații de mare capacitate și unități de automatizare pentru toate procedeele de îmbunătățire a suprafețelor
Instalații speciale pentru neutralizarea apelor reziduale
Produse chimice de înaltă calitate și preparate pentru orice operație de îmbunătățire pe cale galvanică și chimică a suprafețelor metalelor

Produse speciale printre care:
Instalații de automatizare complexă cu comandă program
Băi de nichelare lucioasă de mare productivitate, cu densități de curent pînă la 16 A/dm²
Băi de cromare dură
Băi de cromare cu reglare automată
Instalații de protecție de crom pentru evitarea vaporilor nocivi

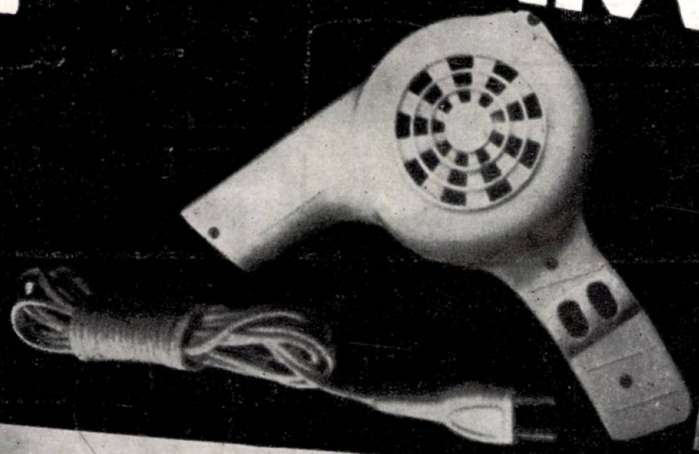
Băi pentru acoperire cu metale nobile
Băi pentru cuprare lucioasă, acide și alcaline
Băi pentru zincare lucioasă
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF – TR
Băi pentru zincare lucioasă „Helios" ZF
Băi pentru cositorire lucioasă
Băi pentru cositorire lucioasă „STANNOSTAR"
Eloxal lucios
Paste lichide de șlefuit și lustruit

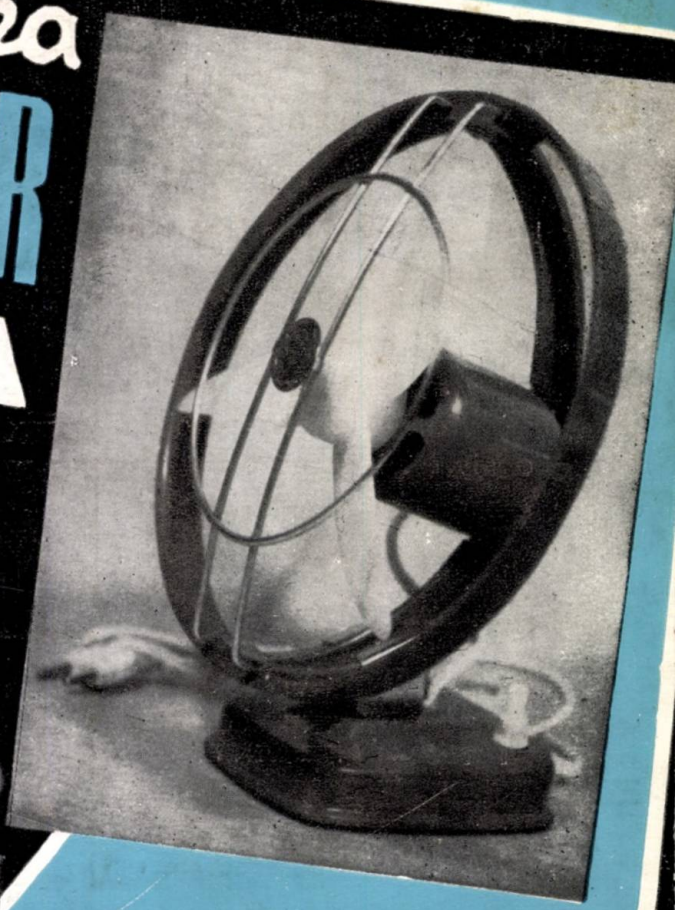
CONSULTAȚIILE DE SPECIALITATE SÎNT GRATUITE

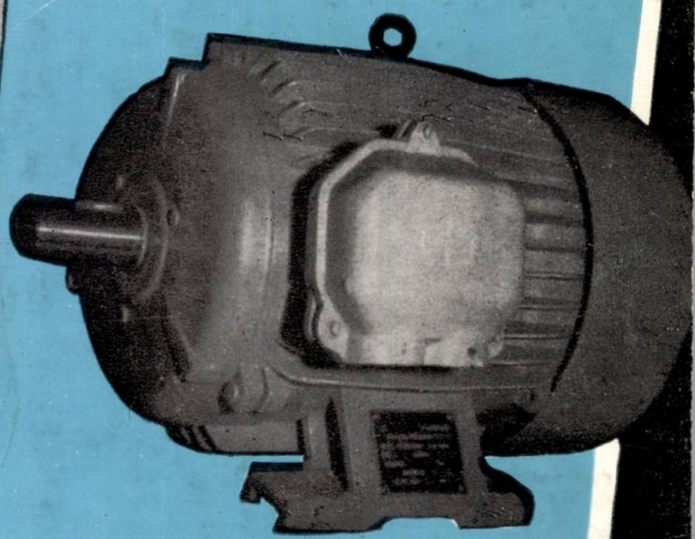
BLASBERG

Friedr. Blasberg, Solingen
G. m. b. H. & Co. KG
Spezialfabrik für Galvanotechnik
Telefon (02122) 78061 · 565 Solingen-Merscheid · FS 08514835

Intreprinderea ELECTROMOTOR TIMIȘOARA







Execută:

- **motoare electrice asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, protecție IP 44, de 4—30 kW**
- **aspiratoare de praf tip „Record"**
- **uscătoare de păr tip „Zefir"**
- **ventilatoare de masă**